

UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

MEMOIRE PRESENTE A
UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN
ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
BERNARD J. HEBERT ing.

ETUDE PAR SIMULATION
D'UN SYSTEME DE POSITIONNEMENT
PAR UNE MACHINE SYNCHRONE
A AIMANTS PERMANENTS
ALIMENTEE PAR COURANTS IMPOSES

DECEMBRE 1989

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RESUME

Les besoins d'un entraînement asservi en position, d'une grande robustesse et de petite taille pour des applications telles que la robotique, les machines-outils..., ont mis en lumière la possibilité d'asservir en position les machines synchrones.

L'inducteur bobiné du rotor de ce type de machine pouvant être avantageusement remplacé par un aimant permanent au point de vue efficacité, encombrement, couple massique, etc..., en font un actionneur performant.

Dans les applications mentionnées ci-haut, l'absence de dépassement, la douceur et la précision du fonctionnement sont nécessaires. Différents critères peuvent influencer cet asservissement de position, tels la minimisation de la consommation d'énergie, la douceur de fonctionnement, ou la réduction du temps de positionnement.

L'utilisation du moteur synchrone sans boîte d'engrenages réducteurs, augmente le ratio puissance-poids, élimine le jeu des engrenages "backlash", et permet d'atteindre une vitesse plus élevée, mais place des contraintes importantes sur l'alimentation de la machine et sur la commande.

L'alimentation du moteur synchrone peut être effectuée par une source de tension ou de courant. Cette source est commutée en fonction de la force contre-électromotrice de la machine ou plus simplement par la position du rotor. Les courants ou les tensions ainsi imposés à la machine ont essentiellement des formes carrées. Ces types d'alimentation posent un problème d'ondulation de couple, même avec des moteurs où

la distribution de flux a été optimisée. Pour contrer cet inconvénient, l'alimentation par courants imposés à partir d'une source de tension apparaît comme étant la solution préférable, car le couple moteur dépend de la distribution de flux et du courant statorique, connaissant la distribution de flux, une forme de courant optimale pourra être imposée.

Plusieurs régulateurs de courant ont été proposés, nous en avons simulé deux: un régulateur à hystérésis indépendant et un régulateur à hystérésis adaptatif. Les avantages des régulateurs à hystérésis sont leur grande simplicité et rapidité de fonctionnement.

Dans le but de rencontrer les critères des applications visées, l'aspect commande de position doit aussi être traitée avec soin. La minimisation des à-coups de couple et la précision du déplacement ont été particulièrement étudiées.

Un régulateur mixte a été utilisé. Ce régulateur inclut une boucle de retour à gain variable et une partie par anticipation dont les paramètres sont évalués en temps réel.

TABLE DES MATIERES

RESUME	ii
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES SYMBOLES.....	xii
1.0 INTRODUCTION.....	1
2.0 LA MACHINE SYNCHRONE.....	2
2.1 Fonctionnement	3
2.1.1 Fonctionnement en régime permanent	3
2.1.2 Fonctionnement en régime transitoire.....	8
2.1.3 Cas particulier de la machine à aimants permanents	11
2.2 Principes du fonctionnement autopiloté.....	15
2.3 Couple et alimentation.....	18
2.3.1 Alimentation en courant par deux phases.....	19
2.3.1.1 Le couple	23
2.3.1.2 Les ondulations de couple	24
2.3.1.3 Minimisation des ondulations.....	26
2.3.2 Alimentation à courants triphasés imposés	26
2.3.2.1 Couple et ondulations de couple.....	28
2.3.2.2 Minimisation des ondulations.....	29
2.3.3 Régulation des courants	30

3.0 SYSTEME DE COMMANDE DU COURANT	31
3.1 Caractéristiques désirées	31
3.2 Analyse et conception.....	31
3.2.1 Modélisation de l'ensemble onduleur-moteur.....	32
3.2.2 Structures de commande.....	35
3.2.2.1 Commande par modulation de la largeur d'impulsion	35
3.2.2.2 Commande par fourchette.....	38
4.0 SYSTEME DE POSITIONNEMENT	44
4.1 Caractéristiques désirées	44
4.2 Analyse et conception.....	44
4.2.1 Modélisation de l'ensemble moteur-charge	45
4.2.2 Choix de la trajectoire.....	46
4.2.2.1 Trajectoire à énergie minimale.....	46
4.2.2.2 Profil de vitesse triangulaire	48
4.2.2.3 Profil de vitesse trapézoïdal	49
4.2.2.4 Profil de vitesse trapézoïdal modifié	51
4.2.3 Structures de commande.....	52
4.2.3.1 Structure classique	53
4.2.3.2 Structure proposée	55
5.0 RESULTATS PRATIQUES	63
5.1 Régulation des courants.....	63
5.1.1 Régulateur avec hystérésis constante.....	63
5.1.2 Régulateur avec hystérésis variable.....	66
5.2 Système de positionnement	78
6.0 CONCLUSION	113
REFERENCES.....	115

ANNEXES

A - Equipements utilisés.....	117
B - Sources du logiciel.....	119
C - Procédure de simulation.....	131
D - Description de la machine et de la charge entraînée	133
E - Trajectoires de référence	135
F - Machine synchrone à aimants permanents.....	139

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Représentation d'une machine synchrone bipolaire triphasée à pôles lisses.	2
Figure 2.2 Circuit équivalent d'une phase de la machine synchrone	5
Figure 2.3 Circuit équivalent détaillé d'une phase de la machine synchrone	6
Figure 2.4 Diagramme vectoriel des tensions d'une machine synchrone fonctionnant en moteur.	7
Figure 2.5 Vue en coupe d'une machine illustrant les axes d, q, o	9
Figure 2.6 Vue en coupe de machines à aimants permanents a) à flux radial b) à flux axial.....	12
Figure 2.7 Vue en coupe de machines à aimants permanent dont le flux est radial a) à aimants en surface b) à aimants enfouis	14
Figure 2.8 Moteur synchrone autopiloté alimenté par un commutateur	17
Figure 2.9 Analyse de l'alimentation et des flux internes pour un moteur synchrone	20
Figure 2.10 Moteur synchrone autopiloté alimenté en courant par impulsion de 120°	21
Figure 2.11 Evolution des flux entre deux commutations	22
Figure 2.12 Couple d'un moteur synchrone alimenté en courant	25
Figure 2.13 Alimentation à courants imposés	27
Figure 3.1 L'onduleur triphasé a) schéma électrique b) représentation vectorielle des tensions générées	33
Figure 3.2 Modulation de la largeur d'impulsion a) asynchrone b) synchrone	36
Figure 3.3 Régulateur de courant proportionnel à modulation de largeur d'impulsion.....	37
Figure 3.4 Circuit comparateur avec hystérésis a) circuit électrique b) fonction de transfert.....	38
Figure 3.5 Courants et référentiel triphasé dans l'espace vectoriel électrique.....	40

Figure 3.6 Les seuils de commutation d'un régulateur à hystérésis	41
Figure 3.7 Exemple de dépassement de la marge d'un régulateur à hystérésis.....	42
Figure 3.8 Organigramme de fonctionnement des deux types de régulateur à hystérésis	43
Figure 4.1 Profil de vitesse optimisé au point de vue énergétique.....	48
Figure 4.2 Profil de vitesse triangulaire.....	48
Figure 4.3 Profil de vitesse trapézoïdal.....	50
Figure 4.4 Profil de vitesse trapézoïdal modifié.....	51
Figure 4.5 Accélération du profil de vitesse trapézoïdal modifié.....	52
Figure 4.6 Système de commande de position typique	54
Figure 4.7 Position des racines pour un gain $K_g = 0$	54
Figure 4.8 Position des racines pour un gain K_g supérieur à 0.....	55
Figure 4.9 Structure proposée avec anticipation et estimation.....	56
Figure 4.10 Les trois courbes de référence (accélération, vitesse et position)	58
Figure 5.1 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis constante, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0$ rd/s, $I_r = 10$ A, $I_h = 0.5$ A.....	64
Figure 5.2 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis constante, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0$ rd/s, $I_r = 10$ A, $I_h = 1.0$ A.....	65
Figure 5.3 Diagramme de commutation d'un dépassement d'une borne d'hystérésis.....	66
Figure 5.4 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0$ rd/s, $I_r = 10$ A, $I_{hx} = 0.1 + 0.04 \cdot I_r$ A.....	67
Figure 5.5 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0$ rd/s, $I_r = 10$ A, $I_{hx} = 0.05 + 0.04 \cdot I_r$ A.....	68
Figure 5.6 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0$ rd/s, $I_r = 10$ A, $I_{hx} = 0.2 + 0.08 \cdot I_r$ A.....	69

Figure 5.7 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.2 + 0.04 \cdot$ $I_r \text{ A} \dots\dots\dots$	70
Figure 5.8 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.1 + 0.08 \cdot$ $I_r \text{ A} \dots\dots\dots$	71
Figure 5.9 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent, $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.1 + 0.04 \cdot$ $I_r \text{ A} \dots\dots\dots$	72
Figure 5.10 Diagramme de commutation du fonctionnement à hystérésis variable, pour un courant $I_{ra} = 0.0 \dots\dots\dots$	74
Figure 5.11 Etats des interrupteurs S_a , S_b , S_c et erreurs des courants de phase I_a , I_b , I_c entre les limites de commutation.....	75
Figure 5.12 Etats des interrupteurs S_a , S_b , S_c et erreurs des courants de phase I_a , I_b , I_c avec les limites de commutation pour une situation sans f.é.m.	77
Figure 5.13 Diagramme de commutation du fonctionnement multiphasé	78
Figure 5.14 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $0.25 \text{ kg} \dots\dots\dots$	80
Figure 5.15 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $1.0 \text{ kg} \dots\dots\dots$	81
Figure 5.16 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $2.0 \text{ kg} \dots\dots\dots$	82
Figure 5.17 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $5.0 \text{ kg} \dots\dots\dots$	83
Figure 5.18 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $10.0 \text{ kg} \dots\dots\dots$	84
Figure 5.19 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $0.25 \text{ kg} \dots\dots\dots$	85
Figure 5.20 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de $1.0 \text{ kg} \dots\dots\dots$	86

Figure 5.21 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 2.0 kg.	87
Figure 5.22 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.	88
Figure 5.23 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 10.0 kg.	89
Figure 5.24 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 0.25 kg.	90
Figure 5.25 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 1.0 kg.	91
Figure 5.26 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 2.0 kg.	92
Figure 5.27 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.	93
Figure 5.28 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 10.0 kg.	94
Figure 5.29 Vitesse de référence et vitesse actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.	95
Figure 5.30 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 0.2 kg.	97
Figure 5.31 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.	98
Figure 5.32 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.	99
Figure 5.33 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 10.0 kg.	100
Figure 5.34 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 20.0 kg.	101
Figure 5.35 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 0.2 kg.	102
Figure 5.36 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.	103

Figure 5.37 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.	104
Figure 5.38 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 20.0 kg.	105
Figure 5.39 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 40.0 kg.	106
Figure 5.40 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.	107
Figure 5.41 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 2.0 kg.	108
Figure 5.42 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.	109
Figure 5.43 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 10.0 kg.	110
Figure 5.44 Vitesse de référence et vitesse actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 40.0 kg.	111

LISTE DES SYMBOLES

A	gain de l'amplificateur.....	53
D	frottement visqueux.....	45
e	tension induite.....	3
e_f	f.é.m. due au flux rotorique	6
E_1	module de tension de la fréquence fondamentale	28
E_3	module de tension de la troisième harmonique	28
E_5	module de tension de la cinquième harmonique	28
E_7	module de tension de la septième harmonique	28
E_a	force électromotrice de la phase A.....	23
E_r	f.é.m. due au flux résultant dans l'entrefer.....	7
g	gravité	45
G_p	fonction de transfert en mode continu du système.....	53
i	courant de phase de la machine.....	3
i_a	courant de la phase A de la machine.....	3
i_b	courant de la phase B de la machine.....	3
i_c	courant de la phase C de la machine.....	3
i_d	courant selon l'axe d du model de Park et Blondel.....	10
i_f	courant d'excitation.....	6
i_{h0}	hystérésis de courant minimal.....	43
i_{hx}	hystérésis de courant pour la phase x.....	43
i_o	courant selon l'axe o du model de Park et Blondel.....	10
i_q	courant selon l'axe q du model de Park et Blondel.....	10
I_1	module du courant de la fréquence fondamentale	28
I_5	module du courant de la cinquième harmonique	28
I_7	module du courant de la septième harmonique	28

I_e	vecteur erreur de courant.....	40
I_m	vecteur courant de la machine	40
I_r	vecteur courant de référence	40
I_{rx}	courant de référence de la phase x.....	43
I_s	vecteur courant statorique	18
j	dénote une grandeur imaginaire.....	7
J	inertie	45
k	coeff. de variation de l'hystérésis	43
K_e	constante électrique de la machine	53
K_g	gain de la boucle de retour tachymétrique	53
K_p	gain de la boucle de retour de position	53
K_t	constante de couple de la machine.....	18
l	distance entre l'axe et le centre de la masse.....	45
L_{aa0}	module de l'inductance due à la fondamentale du flux de l'entrefer de la phase A.....	4
L_{af}	module de l'inductance mutuelle entre le rotor et la phase A.....	4
L_{al}	module de l'inductance due au flux de fuite de la phase A de l'armature	4
L_d	réactance synchrone dans l'axe direct.....	11
L_{ff}	self-inductance rotorique	10
L_{kd}	self-inductance de l'enroulement amortisseur axe d.....	10
L_{kq}	self-inductance de l'enroulement amortisseur axe q.....	10
L_o	réactance synchrone dans l'axe homopolaire.....	11
L_q	réactance synchrone dans l'axe en quadrature	11
L_s	inductance synchrone.....	5
m	masse.....	45
M_{fd}	inductance mutuelle entre l'inducteur rotorique et l'enroulement amortisseur axe d	10

M_{kd}	inductance mutuelle entre les phases du stator et l'enroulement amortisseur axe d	10
M_{kq}	inductance mutuelle entre les phases du stator et l'enroulement amortisseur axe q	10
p	l'opérateur mathématique dérivé.....	11
R_a	résistance statorique de la phase A.....	7
R_f	résistance rotorique	11
R_{kd}	résistance de l'amortisseur de l'axe d	11
R_{kq}	résistance de l'amortisseur de l'axe q	11
R_s	résistance statorique.....	11
S_a	signal de synchronisation de la phase A.....	22
S_b	signal de synchronisation de la phase B	22
S_c	signal de synchronisation de la phase C	22
t	temps.....	6
t_0	temps de déplacement de base	56
t_c	temps de parcours.....	46
T_1	signal de commande du transistor T 1.....	22
T_2	signal de commande du transistor T 2.....	22
T_3	signal de commande du transistor T 3.....	22
T_4	signal de commande du transistor T 4.....	22
T_5	signal de commande du transistor T 5.....	22
T_6	signal de commande du transistor T 6.....	22
T_L	couple de charge constant.....	45
v_a	tension de la phase A de l'alimentation.....	10
V_{an}	tension d'alimentation.....	8
v_b	tension de la phase B de l'alimentation.....	10
v_c	tension de la phase C de l'alimentation.....	10
v_d	tension selon l'axe d (direct) du model de Park et Blondel	10

v_f	tension aux bornes du bobinage rotorique	11
v_o	tension selon l'axe o (homopolaire) du model de Park et Blondel	10
v_q	tension selon l'axe q (quadrature) du model de Park et Blondel	10
W	énergie dissipée dans les enroulements de la machine	46
\mathcal{L}	inductance dépendante de la position	3
\mathcal{L}_{aa}	self-inductance de la phase A	3
\mathcal{L}_{ab}	inductance mutuelle entre les phases A et B	3
\mathcal{L}_{ac}	inductance mutuelle entre les phases A et C	3
\mathcal{L}_{ba}	inductance mutuelle entre les phases B et A	3
\mathcal{L}_{bb}	self-inductance de la phase B	3
\mathcal{L}_{bc}	inductance mutuelle entre les phases B et C	3
\mathcal{L}_{ca}	inductance mutuelle entre les phases C et A	3
\mathcal{L}_{cb}	inductance mutuelle entre les phases C et B	3
\mathcal{L}_{cc}	self-inductance de la phase C	3
\mathcal{L}_{fa}	inductance mutuelle entre le rotor et la phase A	3
\mathcal{L}_{fb}	inductance mutuelle entre le rotor et la phase B	3
\mathcal{L}_{fc}	inductance mutuelle entre le rotor et la phase C	3
\mathcal{L}_{ff}	self-inductance rotorique	3
ϕ	flux magnétique	3
ϕ_a	flux magnétique de la phase A	3
ϕ_b	flux magnétique de la phase B	3
ϕ_c	flux magnétique de la phase C	3
ϕ_d	flux magnétique de l'axe d	11
ϕ_f	flux magnétique du rotor	11
ϕ_{kd}	flux magnétique dans l'amortisseur de l'axe d	11
ϕ_{kq}	flux magnétique dans l'amortisseur de l'axe q	11

ϕ_m	flux magnétique de l'aimant permanent	11
ϕ_q	flux magnétique de l'axe q	11
α	accélération de référence.....	51
α_m	accélération	45
α_{max}	accélération de référence maximale.....	47
$\Delta\alpha_{max}$	variation accélération de référence maximale.....	47
Γ	couple moteur	18
Γ_0	module du couple constant.....	29
Γ_{12}	module du couple de 12ième harmonique.....	29
Γ_{18}	module du couple de 18ième harmonique.....	29
Γ_{24}	module du couple de 24ième harmonique.....	29
Γ_6	module du couple de 6ième harmonique	29
Γ_a	couple de la phase A.....	23
Γ_{ch}	couple exercé par la charge	45
Γ_{em}	couple électromagnétique total.....	24
δ	décalage entre le flux statorique et le flux rotorique	3
θ	position de référence.....	57
θ_{ch}	position de la charge à partir de la verticale passant par l'axe.....	45
θ_e	angle électrique entre la position du rotor et l'origine des phases du stator	4
θ_{e0}	est le décalage électrique d'origine avec l'axe de la phase A.....	6
θ_r	angle de référence.....	53
θ_s	angle du dispositif de sortie	53
τ_e	constante de temps électrique	53
τ_m	constante de temps mécanique.....	53
Φ_f	flux rotorique	18
Φ_s	flux statorique	23

ϕ	angle du facteur de puissance	8
W	vitesse de référence	47
W_m	vitesse angulaire du moteur(rad/s)	6
W_{max}	vitesse de référence maximale.....	47
W_s	pulsation de l'alimentation.....	6

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Jusqu'à tout récemment, machines les utilisés pour les asservissements de position étaient des machines à courant continu classiques. Les machines à courant alternatif n'étaient pas considérées, car les techniques connues d'asservissement dynamique ne permettaient pas de réaliser des entraînements de performances comparables, pourtant ces machines présentent des caractéristiques supérieures sur plusieurs points. Des comparaisons des différents types de machines à courant alternatif et de la machine à courant continu pour des critères d'application typiques, tels que: le coût, la puissance massique, le rapport couple-inertie, la gamme de vitesse, le couple maximal, les pertes, la surchauffe acceptable, le rapport couple-courant, les ondulations de couple et la variation des paramètres, démontrent la supériorité du moteur synchrone à aimants permanents de type à champ axial (pancake) dans presque tous les domaines.

Lors de l'utilisation des machines à champs tournants comme moteurs, la question de la production et de la commande du couple requiert une attention spéciale, il est possible à cet effet d'utiliser les courants statoriques comme variables de commande.

Le présent ouvrage a pour but de vérifier la possibilité d'employer ces moteurs dans un système de commande où la charge peut varier fortement et où les à-coups de couple doivent être minimisés.

CHAPITRE 2

LA MACHINE SYNCHRONES

La machine synchrone est utilisée depuis plusieurs décennies pour la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique et pour l'entraînement à la vitesse de synchronisme d'une ou de plusieurs charges. Ce synchronisme est une conséquence directe de la construction de la machine, qui est une des plus simples, la figure 2.1 représente un stator produisant un champ tournant, dans lequel baigne un rotor présentant les caractéristiques d'un aimant, très souvent réalisé à partir d'un électro-aimant, ainsi le champ tournant entraîne le rotor à une vitesse reliée exclusivement à la fréquence du courant alternatif imposé aux bobinages statoriques.

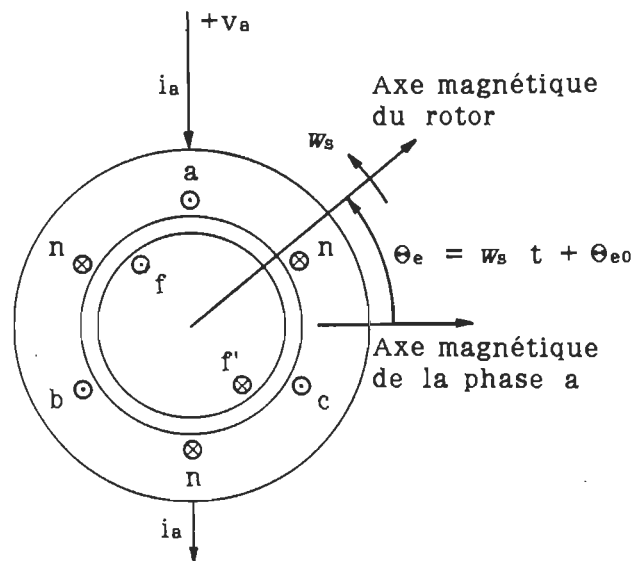


Figure 2.1 Représentation d'une machine synchrone bipolaire triphasée à pôles lisses.

2.1 Fonctionnement

Dans le cas du fonctionnement en régime permanent, le flux statorique et le rotor tournent en synchronisme, l'angle δ ainsi formé est constant. Plusieurs facteurs peuvent influencer le module des flux et l'angle δ entre eux, par exemple: une perturbation du couple de charge, une variation du module ou de la phase de la tension d'alimentation. Ainsi, une étude du régime transitoire est nécessaire pour déterminer le comportement électrique et électro-mécanique de la machine avec une alimentation à découpage.

2.1.1 Fonctionnement en régime permanent

L'analyse de la machine à une paire de pôles, nous éclairera pour la compréhension du fonctionnement des machines dans certains modes plus complexes

Les tensions induites dans chacun des bobinages s'expriment à l'aide de la loi de Faraday,

$$e = \frac{d\phi}{dt}$$

où le flux magnétique ϕ peut par la suite s'exprimer en termes des inductances et des courants,

$$\begin{aligned}\phi_a &= L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{af} i_f \\ \phi_b &= L_{ba} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c + L_{bf} i_f \\ \phi_c &= L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c + L_{cf} i_f \\ \phi_r &= L_{fa} i_a + L_{fb} i_b + L_{fc} i_c + L_{ff} i_f\end{aligned}$$

Les inductances L peuvent être calculées ou mesurées sur la machine existante, la plupart de ces inductances varient en fonction de la position du rotor.

Etudions le cas usuel d'une cage statorique cylindrique, d'une machine et d'une charge équilibrées. La self-inductance de la bobine rotorique est alors indépendante de la position, les inductances mutuelles rotor-stator varient selon,

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{af} &= \mathcal{L}_{fa} = L_{af} \cos \theta_e \\ \mathcal{L}_{bf} &= \mathcal{L}_{fb} = L_{af} \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \mathcal{L}_{cf} &= \mathcal{L}_{fc} = L_{af} \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{aligned}$$

de plus si nous considérons un rotor dont la saillance est négligeable¹, l'entrefer est indépendant de l'angle θ [Bose86], les self-inductances statoriques sont alors constantes,

$$\mathcal{L}_{aa} = \mathcal{L}_{bb} = \mathcal{L}_{cc} = L_{aa} = L_{aa0} + L_{a1}$$

les bobinages de chacune des phases étant décalés de 120° et $\cos(\pm 120^\circ) = -\frac{1}{2}$, les inductances mutuelles de phase à phase sont égales à:

$$\mathcal{L}_{ab} = \mathcal{L}_{ba} = \mathcal{L}_{ac} = \mathcal{L}_{ca} = \mathcal{L}_{bc} = \mathcal{L}_{cb} = -\frac{1}{2} L_{aa0}$$

où;

L_{aa0} est la composante due à la fondamentale du flux de l'entrefer de la phase A

L_{a1} est la composante due au flux de fuite de la phase A de l'armature

La somme des inductances pour une phase, en supposant les courants statoriques sinusoïdaux, égaux et décalés de 120° , est défini

1 - Ce qui est le cas habituel d'un rotor où les aimants permanents sont situés en surface. La perméabilité des aimants permanents étant similaire à celle de l'air.

comme étant l'inductance synchrone² L_s , ainsi pour la phase A, nous pouvons écrire:

$$L_s = 1.5 L_{aa0} + L_{a1}$$

Si l'étude du circuit équivalent d'une machine à pôles saillants est complexe³, celui de la machine à pôles lisses, est de beaucoup plus simple [Chau80], tel que l'illustre pour une phase la figure 2.2.

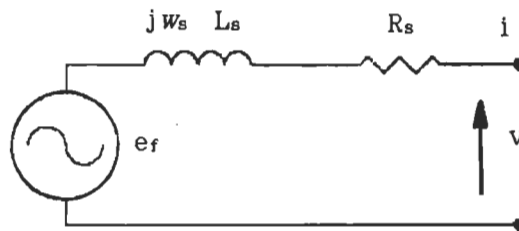


Figure 2.2 Circuit équivalent d'une phase de la machine synchrone.

Dans ce cas, si la machine n'est pas saturée, la réactance synchrone $\omega_s L_s$ est fixe, la force contre-électromotrice est proportionnelle au flux rotorique, et sa valeur instantanée peut-être établie par

$$e_f = \omega_s L_{af} i_f \cos(\omega_m t + \theta_{e0} + \pi/2),$$

2 - L'inductance synchrone est une inductance apparente qui reflète les flux magnétiques d'une phase, elle n'est pas égale à la self-inductance de la phase.

3 - L'entrefer n'étant pas constant, la réactance synchrone n'a pas la même valeur aux différents points de l'entrefer.

où;

θ_{e0} est le décalage électrique d'origine avec l'axe de la phase A;

e_f est la f.é.m. due au flux rotorique;

ω_s est la pulsation de l'alimentation;

ω_m est la vitesse angulaire du moteur(rad/s)

t est le temps;

i_f est le courant d'excitation;

elle est décalée de 90° par rapport au flux dû au seul champ rotorique.

L'inductance synchrone étant la somme de deux termes: soit une partie représentant la réaction d'armature $1.5 L_{aa0}$, et une seconde représentant le flux de fuite de l'armature L_{a1} , la machine peut être modélisée selon le circuit de la figure 2.3.

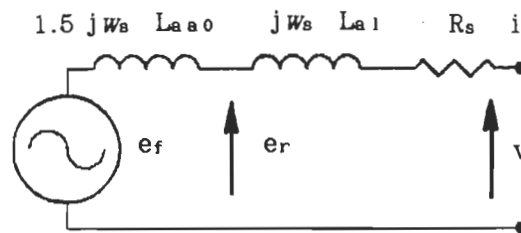


Figure 2.3 Circuit équivalent détaillé d'une phase de la machine synchrone.

Nous pouvons maintenant décrire de façon vectorielle le fonctionnement en moteur sous-excité de la machine à la figure 2.4 [DelT68].

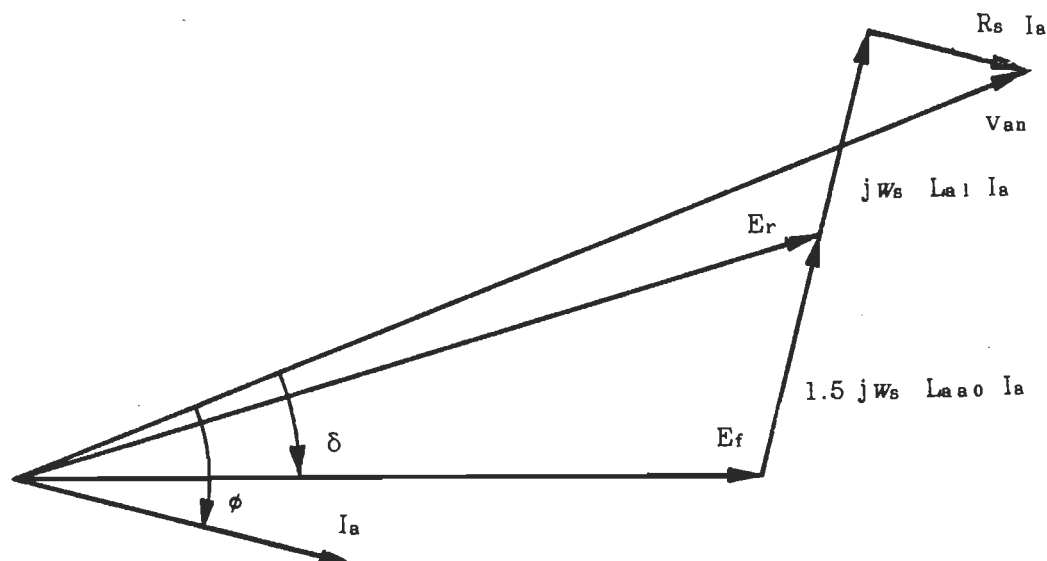


Figure 2.4 Diagramme vectoriel des tensions d'une machine synchrone fonctionnant en moteur.

Le rotor tournant dans le sens anti-horaire, la force contre-électromotrice E_f produite par le rotor est en retard de 90° électrique sur la pièce polaire et nous servira d'origine [Lese81]. La réaction d'armature est représentée par le terme $j 1.5 \omega_s L_{aa0} I_a$, nous pouvons donc tracer la tension induite par le flux réel de l'entrefer E_r . Nous devons ajouter les termes $j \omega_s L_{a1} I_a$ et $R_a I_a$ afin de retrouver la tension aux bornes de la machine.

Il est bien connu que la machine synchrone fonctionnant en moteur ou en alternateur peut présenter un facteur de puissance⁴ capacitif ou inductif, selon l'excitation de l'inducteur [Fitz83], en effet

4 - Le facteur de puissance est calculé comme étant le cosinus de l'angle ϕ , entre la tension et le courant de ligne.

en augmentant le courant de l'inducteur, la f.é.m. E_f sera augmentée ramenant le courant statorique en phase avec la tension d'alimentation v_{an} , ainsi le facteur de puissance deviendra unitaire, car à ce moment, le flux de magnétisation sera principalement fourni par le circuit inducteur [Slem80].

L'angle δ aussi appelé angle de charge formé par les vecteurs v_{an} et E_f ou d'une façon plus usuelle entre les flux rotorique et statorique est proportionnel au couple électromagnétique. Le facteur de puissance est calculé à partir du cosinus de l'angle ϕ qui est l'angle entre la tension et le courant de phase.

2.1.2 Fonctionnement en régime transitoire

L'étude de la machine synchrone en régime transitoire est d'une complexité étonnante. En régime permanent, les enroulements amortisseurs d'un rotor à pôles saillants ou le rotor métallique d'une machine à pôles lisses ne présentent aucune circulation de courant. Par contre en régime transitoire les modules des flux statorique et rotorique sont modifiés, et souvent la vitesse du rotor peut également être affectée, ainsi les flux avec les circuits rotoriques changent et des courants sont induits dans chacun d'eux: circuits amortisseurs, rotor métallique et dans le bobinage inducteur. La force magnétomotrice totale du rotor est produite par tous les circuits, le comportement électrique et électro-mécanique de la machine est déterminé par le comportement transitoire de chacun de ces courants.

L'analyse du régime transitoire est accompli habituellement en représentant la machine comme étant un ensemble de circuits couplés, ce qui représente mathématiquement la résolution d'un jeu d'équations

différentielles simultanées. La résolution de ces équations même en négligeant les effets de la saturation peut être une tâche considérable.

Un outil mathématique a été développé à partir des travaux du français André Blondel, qui ont été complétés aux Etats-Unis par R.H. Park et ses associés [Fitz83]. La base de la transformation est d'exprimer les tensions, courants et les flux statoriques dans un système d'axes orthogonaux tridimensionnels reliés au rotor et tournant avec lui.

La transformation de Park permet alors de procéder à l'analyse mathématique dans un cadre de référence fixe. Les axes sont identifiés par rapport au flux de l'inducteur tel que présenté à la figure 2.5, ce sont l'axe direct d , l'axe en quadrature q et l'axe homopolaire o qui est dans l'axe de rotation du rotor.

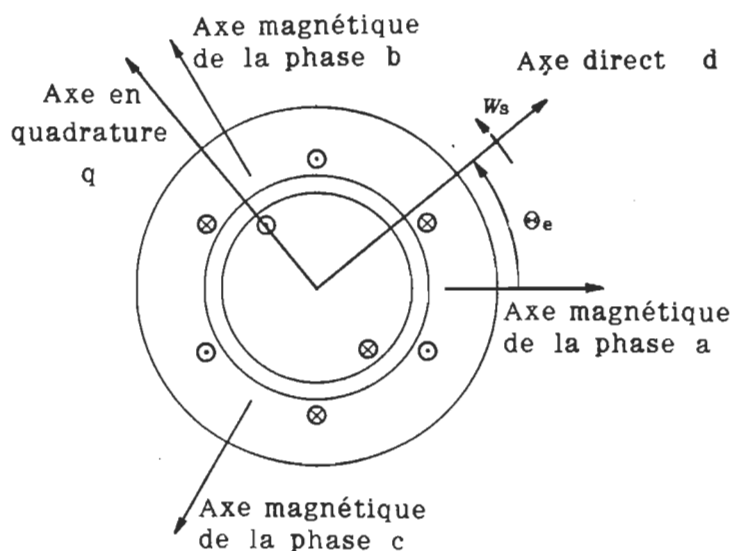


Figure 2.5 Vue en coupe d'une machine illustrant les axes d , q , o .

La transformation pour les tensions s'écrit alors sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

La transformation est aussi valable pour les courants ou les flux.

La transformation inverse est possible et s'écrit:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & 1 \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix}$$

Le flux magnétique ϕ peut alors être exprimé à la suite de manipulations mathématiques, d'une façon beaucoup plus simple [Lese81],

$$\phi_d = L_d i_d + M_f i_f + M_{kd} i_{kd}$$

$$\phi_q = L_q i_q + M_{kq} i_{kq}$$

$$\phi_o = L_o i_o$$

$$\phi_f = M_f i_d + L_{ff} i_f + M_{fd} i_{kd}$$

$$\phi_{kd} = L_{kd} i_{kd} + M_{kd} i_d + M_{fd} i_f$$

$$\phi_{kq} = L_{kq} i_{kq} + M_{kq} i_q$$

où;

L_d est la réactance synchrone dans l'axe direct,

L_q est la réactance synchrone dans l'axe en quadrature⁵,

L_o est la réactance synchrone dans l'axe homopolaire,

L_{ff} est la self-inductance rotorique,

L_{kd} est la self-inductance de l'enroulement amortisseur axe d,

L_{kq} est la self-inductance de l'enroulement amortisseur axe q,

M_{kd} est l'inductance mutuelle entre les phases du stator et l'enroulement amortisseur axe d,

M_{kq} est l'inductance mutuelle entre les phases du stator et l'enroulement amortisseur axe q,

M_{fd} est l'inductance mutuelle entre l'inducteur rotorique et l'enroulement amortisseur axe d.

Les équations de tensions peuvent s'écrire:

$$v_o = R_s i_o + p \phi_o$$

$$v_d = R_s i_d + p \phi_d - p\theta \phi_q$$

$$v_q = R_s i_q + p \phi_q + p\theta \phi_d$$

$$v_f = R_f i_f + p \phi_f$$

$$0 = R_{kd} i_{kd} + p \phi_{kd}$$

$$0 = R_{kq} i_{kq} + p \phi_{kq}$$

où: p est l'opérateur mathématique, dérivé

2.1.3 Cas particulier de la machine à aimants permanents

Les bobinages statoriques sont habituellement ceux de la machine triphasée classique. Les bobinages inducteurs situés au rotor sont remplacés par des aimants permanents.

⁵ - Dans le cas d'une machine à pôles lisses, les inductances L_d et L_q sont égales.

L'efficacité de la machine à aimants est dès lors supérieure, car les pertes thermiques au rotor sont faibles: les pertes joules du circuit inducteur sont inexistantes et la machine peut être construite de manière à minimiser les variations de flux à l'intérieur du rotor.

Différents types de construction peuvent être employés, tout d'abord, nous pouvons classer les machines à champs radial⁶ et à champs axial⁷.

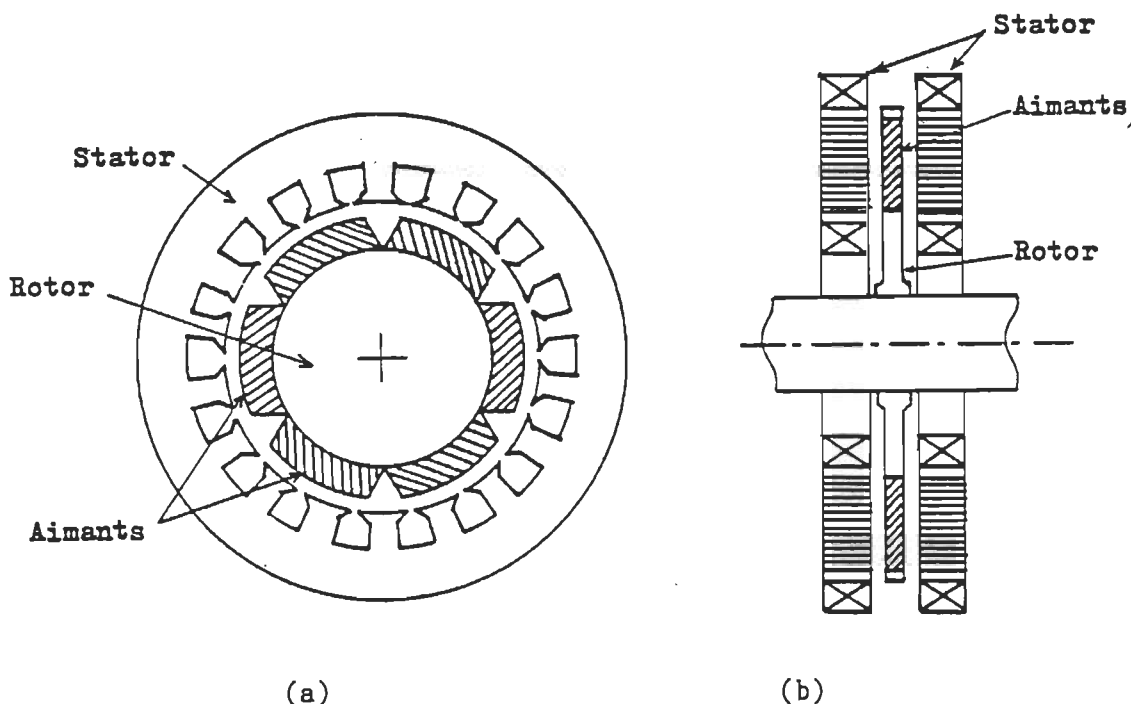


Figure 2.6 Vue en coupe de machines à aimants permanents
a) à flux radial b) à flux axial.

[LHuy86a]

6 - Communément nommé machine à rotor cylindrique ou saucisse.

7 - Communément nommé machine à rotor disque ou tarte.

Les machines à champs radial, comme l'illustre la figure 2.7 peuvent présenter une saillance si les aimants sont enfouis entre des pièces ferro-magnétiques servant de pôles, elle est négligeable dans le cas où les aimants sont montés en surface figure 2.6.

Les équations du flux magnétique se résument à :

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_m$$

$$\phi_q = L_q i_q$$

$$\phi_o = L_o i_o$$

où le terme L_o est négligeable, et les termes L_d et L_q sont égaux dans le cas d'une machine à pôles lisses. Les équations de tensions sont réduites au nombre de trois.

$$v_o = R_s i_o + p \phi_o$$

$$v_d = R_s i_d + p \phi_d - p \theta \phi_q$$

$$v_q = R_s i_q + p \phi_q + p \theta \phi_d$$

Lors de la conception des circuits magnétiques quelques précautions sont nécessaires afin de protéger les aimants d'une démagnétisation. Ce phénomène se produit sous l'action de la chaleur et de la circulation d'un flux dans un axe différent de la polarisation de l'aimant. La technique est de placer une pièce de fer doux à l'extrémité du pôle produisant ainsi un effet de saillance habituellement négligeable.

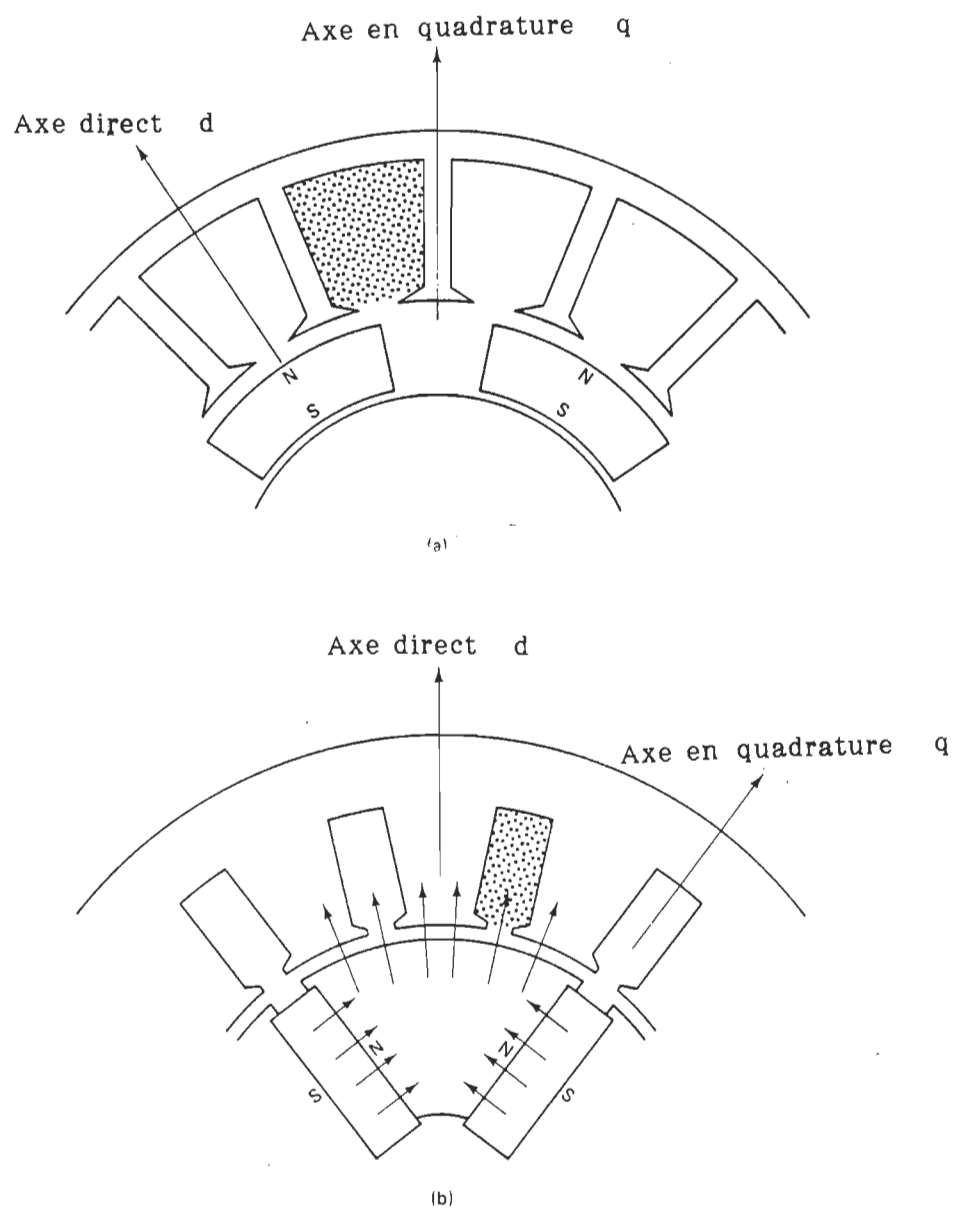


Figure 2.7 Vue en coupe de machines à aimants permanent dont le flux est radial
a) à aimants en surface b) à aimants enfouis.

L'utilisation de plastiques renforcés par des fibres de carbone, ou de verre possédant un module de Young de quelques kN/mm^2 permet la réalisation de machines à champ axial dont les rotors sont légers, rigides, et neutres tant du point de vue électrique que magnétique [WehH84]. Une telle construction élimine du rotor, les circuits parasites pour notre application, i.e. les circuits d'amortissement, et permet un entrefer considérable rendant ainsi la réaction d'armature négligeable.

Un autre avantage de l'utilisation de ce type de machine est un frottement sec réduit ou négligeable, car les balais et le commutateur ont été éliminés.

2.2 Principes du fonctionnement autopiloté

Depuis l'avènement de l'électronique de puissance, des entraînements à vitesse variable de grande précision peuvent être réalisés. Deux types d'entraînement autopilotés sont actuellement répandus [Krish87].

Le premier vise à remplacer le commutateur mécanique de la machine à courant continu par un commutateur électronique, d'où le nom usuel "moteur à courant continu sans balais" (D.C. Brushless motor), dans lequel les interrupteurs sont actionnés en concordance des forces contre-électromotrices de la machine, elles mêmes principalement causées par le rotor, ainsi pour plus d'aisance il est usuel d'employer directement la position du rotor, en négligeant les autres facteurs.

Le deuxième type est l'alimentation de la machine par une source de tension ou de courant alternatif de forme et de déphasage variables par rapport au rotor. Ce type d'entraînement permet une grande souplesse de fonctionnement, y compris l'opération à puissance constante

pour des vitesses dépassant la vitesse nominale, ce qui est accompli par la diminution du flux dans l'entrefer⁸, de plus par une alimentation à courants imposés, il est possible de commander directement le couple de la machine et ainsi d'en minimiser les ondulations.

Par comparaison, lors de l'entraînement de la machine synchrone sans référence à la position du rotor, nous retrouvons les problèmes de stabilité de couple classiques du fonctionnement par l'alimentation du réseau, causés par le couple variable dû au décalage existant entre la position du rotor et la résultante des flux du rotor et du stator. Ces instabilités et/ou un dépassement du couple maximal peuvent conduire à une rupture de l'entraînement du rotor, qui se produit si l'angle de décalage excède 90° pour une machine à pôles lisses et quelques degrés de moins pour une machine à pôles saillants, ceci dû à l'effet de la saillance. Ce mode de fonctionnement est totalement indésirable pour un asservissement de position.

Ainsi que nous l'avons mentionné ci-haut, il est préférable que la commande d'une machine synchrone soit référencée à ses tensions contre-électromotrices. Ce qui est communément appelé l'autopilotage de la commande.

8 - Par une commande vectorielle du flux.

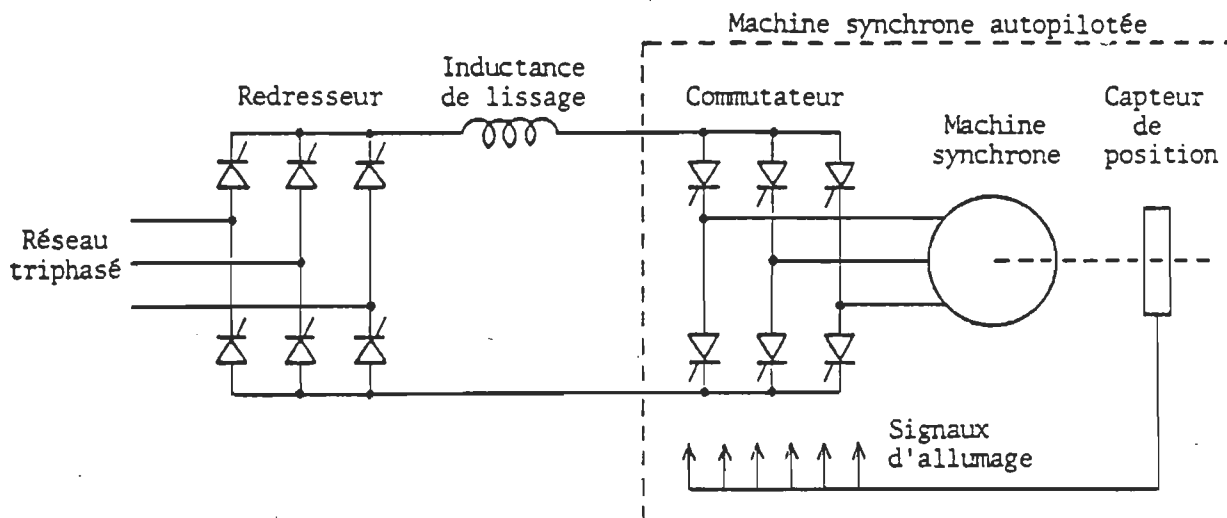


Figure 2.8 Moteur synchrone autopiloté alimenté par un commutateur.

[LHuy81]

La figure 2.8, nous illustre un moteur synchrone autopiloté et son alimentation par un commutateur aiguillant une source de courant.

Voici une définition de la machine synchrone autopilotée tiré de [Chau80] : "La machine autopilotée fonctionne selon un principe similaire à celui de la machine à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage de lames de cuivre devant les balais, mais par des semi-conducteurs, tandis que l'asservissement en fréquence est assuré par les circuits de ces semi-conducteurs, à partir d'un signal de position du rotor ou de la phase de la tension de la machine. Il y a ainsi correspondance entre les flux d'excitation et d'induit, comme dans la machine à courant continu. C'est donc bien la machine qui s'autopilote. Cette solution écarte tout risque de décrochage; tout

ralentissement de la vitesse, lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation. La fréquence reste donc toujours parfaitement synchrone de la vitesse. L'ensemble convertisseur-machine synchrone se comporte, à de nombreux points de vue, comme un moteur à courant continu alimenté par redresseur ou par hacheur. La fréquence d'alimentation de la machine synchrone devient ici un paramètre secondaire: le couple moteur ou celui de freinage se déterminent, compte tenu de l'excitation et des angles de pilotage, à partir du courant continu que reçoit le commutateur statique de courant qui remplace le collecteur du moteur à courant continu".

2.3 Couple et alimentation

Les caractéristiques d'un moteur synchrone autopiloté sont très dépendantes de son alimentation [Blas72]. L'alimentation peut provenir d'une source de tension ou de courant.

Dans le cas d'une source de tension commutée par un onduleur, il n'existe aucune possibilité simple de commander le couple de la machine, l'expression du module du couple étant fonction du courant:

$$\Gamma = K_t \Phi_f * I_s$$

où;

Γ	couple moteur
K_t	constante de couple de la machine
Φ_f	flux rotorique
I_s	vecteur courant statorique

Par contre dans le cas d'une source de courant aiguillée par un commutateur, le couple moyen de la machine est directement proportionnel au courant débité par la source de courant continu.

Pour notre application, nous devons tenir compte d'une caractéristique particulière des moteurs synchrones à aimants permanents, la distribution de flux est rectangulaire ou trapézoïdale. Ainsi le couple produit par la machine pourrait-être rendu constant par l'imposition de courants de forme particulière. Le type d'alimentation idéal dans ce cas, est une source de tension commutée par un onduleur dont les courants de sortie sont asservis en modulant la largeur de conduction de chacun des interrupteurs.

2.3.1 Alimentation en courant par deux phases

A des fins de comparaisons, nous allons étudier l'alimentation en courant par deux phases, dont l'application est bien connue et souvent référée comme moteur à courant continu sans balais.

La machine utilisée est habituellement une machine dont les phases sont reliées en étoile, sans que le neutre soit branché. En alimentant cette machine par un commutateur de courant, dont seulement deux interrupteurs sont fermés simultanément, le couple électromagnétique sera directement relié au flux causé par ce courant dont la valeur est établie par la source.

La figure 2.9 nous montre les flux internes et l'alimentation à chaque début de conduction, il est à noter dans ce cas-ci, que le vecteur flux du stator ne peut prendre que six positions différentes, distantes de 60° .

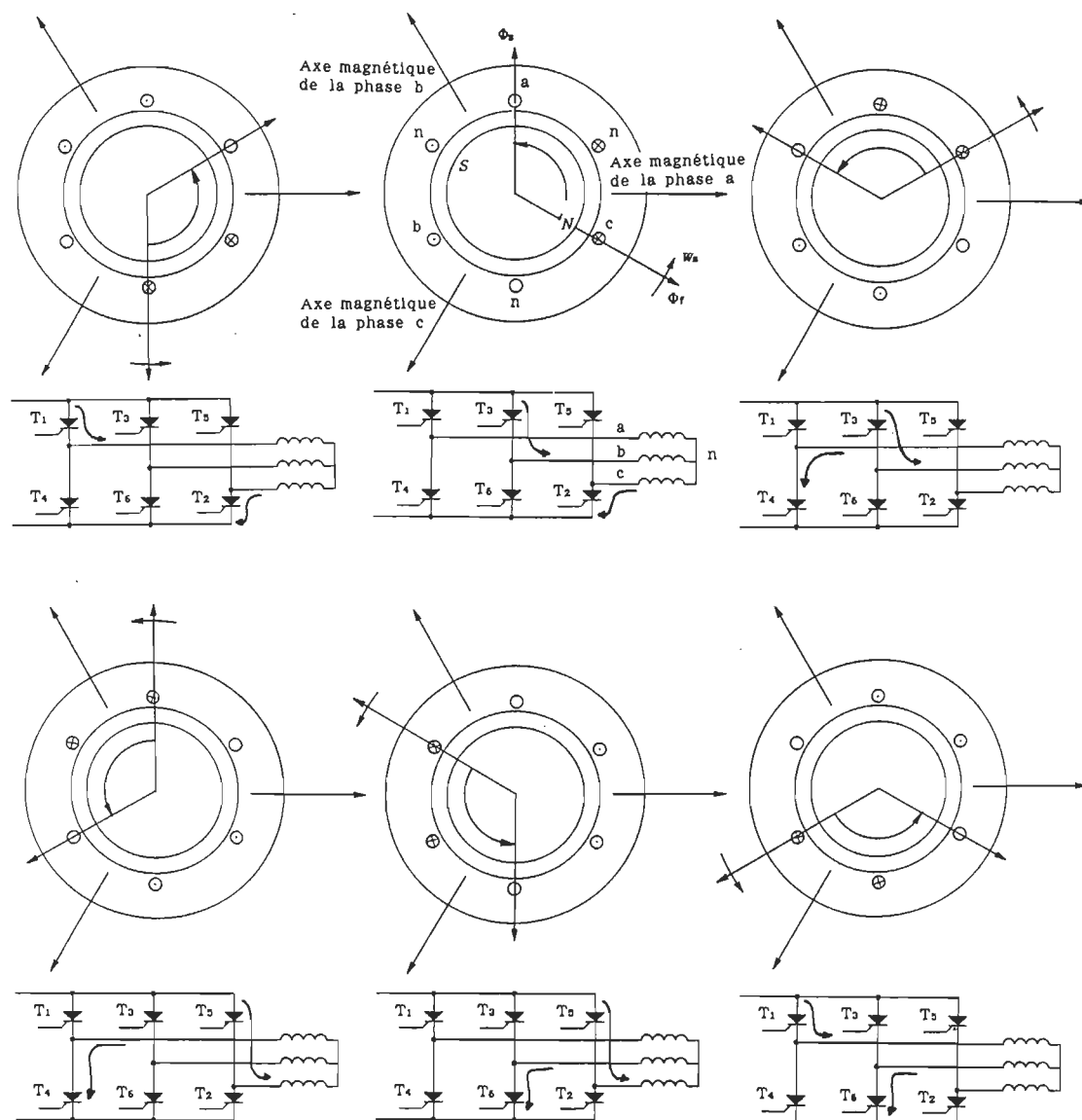


Figure 2.9 Analyse de l'alimentation et des flux internes pour un moteur synchrone.

Le courant circulant dans les bobinages, ainsi que dans chacun des interrupteurs est évidemment sous forme de créneaux, dont la durée est de 120° et l'amplitude est égale au courant continu d'entrée. L'amplitude de ce courant est utilisé comme variable de commande du couple moteur.

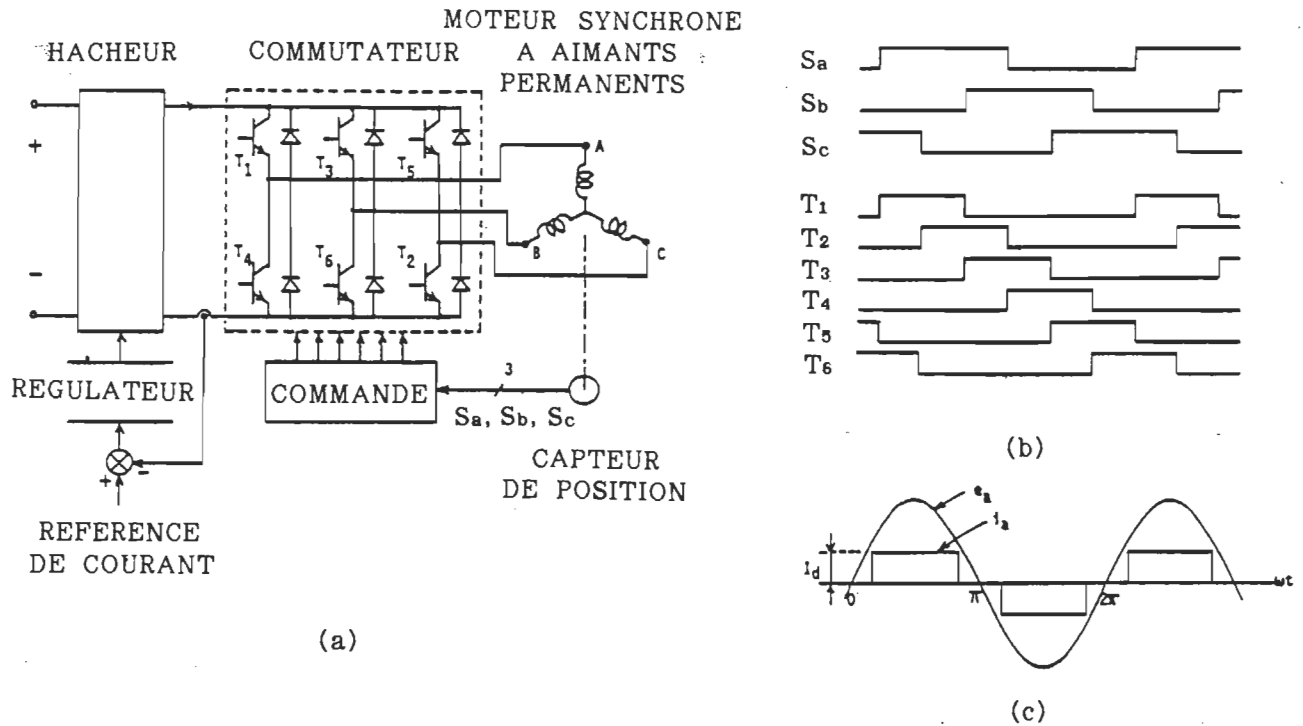


Figure 2.10 Moteur synchrone autopiloté
alimenté en courant par impulsion de 120°

[LHuy86a]

La figure 2.10 a) illustre la machine alimentée par un commutateur à transistors, dont la source de courant peut être modulée. Dans la partie b) nous voyons les signaux de synchronisation S_a , S_b , S_c provenant du capteur de position et les signaux de commande des transistors T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 , T_6 , pour un fonctionnement dans le sens positif et pour la partie c) nous voyons les formes idéales d'ondes de tension et de courant.

La synchronisation n'étant effectuée qu'à chaque 60° électriques, le système de capteur de position est très simple. La précision possible sur la position est réduite du fait même à 60° . La machine ainsi alimentée est l'équivalent d'un moteur à courant continu classique, ayant au commutateur un nombre de segments égal à six fois son nombre de paires de pôles [LHuy86b].

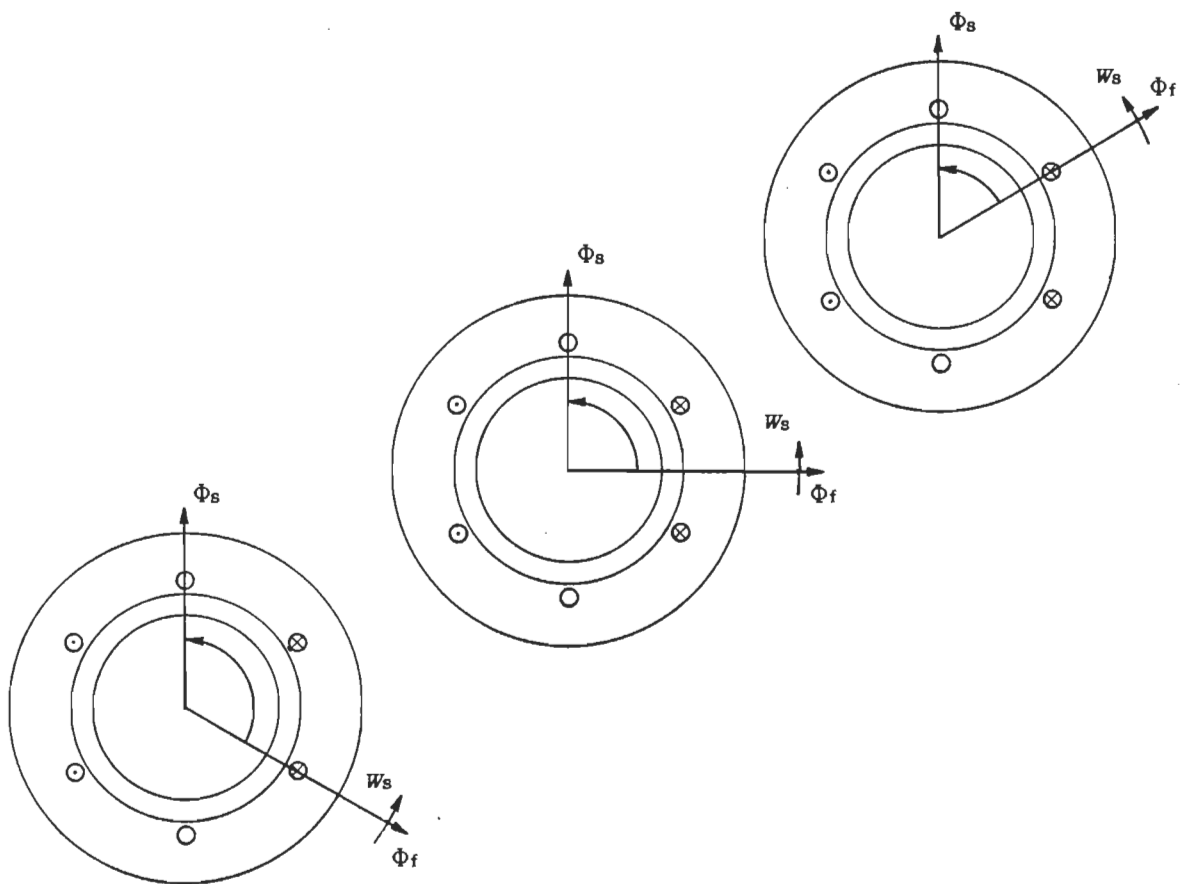


Figure 2.11 Evolution des flux entre deux commutations

La figure 2.11 nous montre l'évolution des flux de la machine entre deux commutations. L'angle de déphasage δ entre les flux rotorique et statorique y varie entre 60° et 120° . Le démarrage de la

machine s'effectuera normalement, car le couple est toujours dans le sens désiré de rotation de la machine. Pour un fonctionnement où les f.é.m. de la machine provoque l'extinction naturelle des thyristors l'angle δ doit être légèrement supérieur aux valeurs citées ci-haut. L'inversion de la séquence des interrupteurs permutera le sens de la rotation.

2.3.1.1 Le couple

Le couple pour une machine à pôles lisses est maximal pour un angle δ égal à 90° , selon l'équation générale des interactions entre les flux:

$$\Gamma = \Phi_r \Phi_s \sin \delta$$

Une expression plus précise du couple peut être développée [LHuy86a], même si nous posons les hypothèses suivantes:

- le moteur n'est pas saturé,
- l'entrefer est constant,
- la réaction d'armature est négligeable,
- l'effet d'amortissement est aussi négligeable,
- les courants statoriques sont symétriques et ne contiennent pas d'harmoniques paires,
- les bobinages statoriques sont symétriques,
- les flux du rotor sont symétriques selon leur axe,
- les fondamentales des courants et des forces électromotrices correspondantes sont maintenues en phases.

Le couple instantané produit par la phase A peut être exprimé comme:

$$\Gamma_a(t) = \frac{E_a(t) I_a(t)}{W_m}$$

où;

E_a force électromotrice de la phase A
 Γ_a couple de la phase A
 ω_m vitesse angulaire du moteur(rad/s)

Le couple instantané total est la somme des couples instantanés produits par les phases A, B, C:

$$\Gamma_{em}(t) = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}$$

2.3.1.2 Les ondulations de couple

Dans une machine synchrone idéale, avec une distribution de flux sinusoïdale et alimentée par trois courants sinusoïdaux triphasés, le couple électromagnétique est constant et les ondulations de couple n'existent pas. Lorsque la machine est alimentée par deux phases, les commutations se répètent à chaque 60° électriques. Pendant cet intervalle, le courant dans les deux phases de la machine est constant. Si la f.é.m. est sinusoïdale, le couple produit sera pulsé avec des crêtes sinusoïdales.

Le couple produit (Figure 2.12) sera donc pulsé à six fois la fréquence nominale et les points minimaux de la pulsation seront égaux à:

$$\Gamma_{em}(\min) = \sin 60^\circ \Gamma_{em} = \sin 120^\circ \Gamma_{em} = 0.866 \Gamma_{em}$$

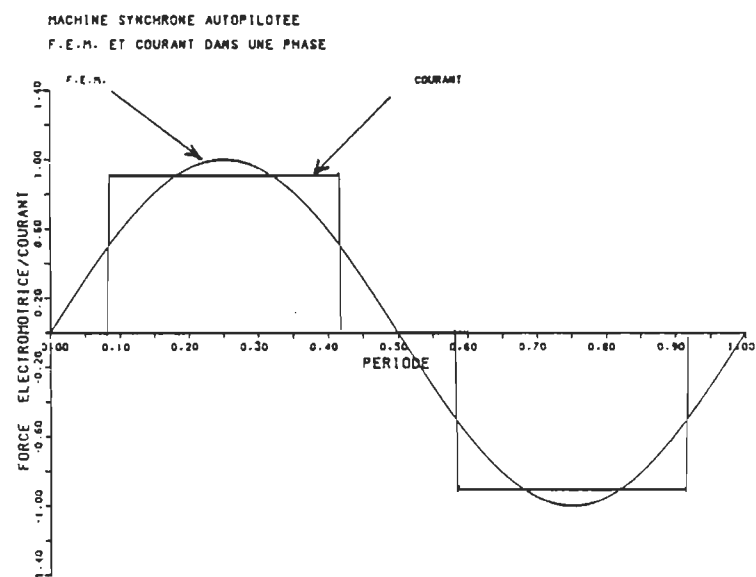
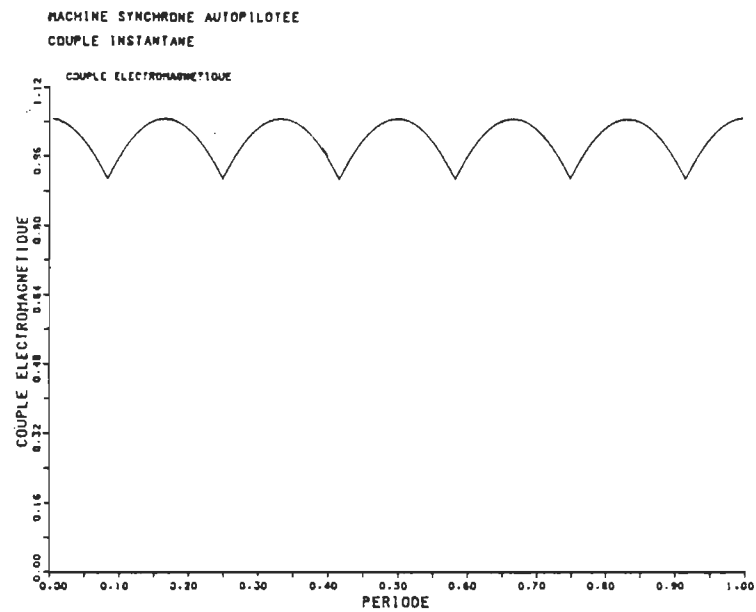


Figure 2.12 Couple d'un moteur synchrone alimenté en courant

[LHuy86a]

2.3.1.3 Minimisation des ondulations

Le couple étant proportionnel au produit du courant par la force contre-électromotrice, deux moyens s'offrent à nous pour minimiser les ondulations de couple: tout d'abord l'utilisation d'une machine dont les forces contre-électromotrices seraient de forme trapézoïdale, ce qui est possible pour les machines à structure cylindrique, et difficile à réaliser pour une machine à flux axial. Le second moyen serait une modulation synchrone de la source de courant permettant de minimiser les ondulations de couple, même pour une machine dont la f.é.m. contiendrait plusieurs harmoniques. Il est alors nécessaire d'utiliser un capteur de position à haute résolution.

2.3.2 Alimentation à courants triphasés imposés

Dans la section précédente, l'alimentation continue était une source de courant. Considérons maintenant l'alimentation à courants imposés, la source d'énergie continue sera ici une source de tension.

Dans ce mode d'alimentation, (Figure 2.13) le moteur synchrone à aimants permanents est alimenté par un onduleur à transistors bipolaire ou à effet de champ. Les courants de la machine sont asservis suivant des consignes triphasées de forme choisie.

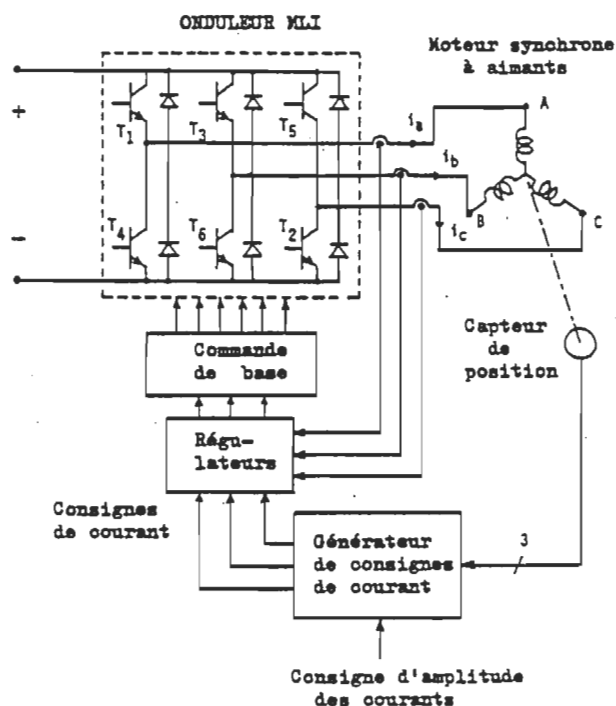


Figure 2.13 Alimentation à courants imposés

[LHuy86a]

Ces consignes, synchronisées aux forces contre-électromotrices de la machine, sont générées à partir d'un capteur de position à haute définition solidaire du rotor. Ainsi, la forme et le déphasage des courants statoriques peuvent être imposés afin de répondre aux besoins de l'application et des caractéristiques de la machine.

Contrairement au fonctionnement avec source de courant commutée étudiée précédemment, la somme des flux produits par les courants statoriques de la machine a la possibilité de prendre une infinité de positions sur la rotation de 360° .

2.3.2.1 Couple et ondulations de couple

En pratique, les moteurs synchrones à aimants permanents ont des forces électromotrices contenant beaucoup d'harmoniques d'ordre élevé. Ceci est dû aux contraintes imposées par les structures particulières. Par conséquent, les ondulations de couple sont présentes et peuvent être calculées en considérant les composantes fondamentales et harmoniques des courants et des forces électromotrices. Le courant circulant dans un système triphasé, dont le neutre n'est pas branché, ne comporte aucune composante harmonique multiple de trois, car les formes d'ondes des harmoniques sont en phase. De plus les composantes paires sont virtuellement inexistantes.

$$\begin{aligned} E_a &= E_1 \sin \omega t + E_3 \sin 3\omega t + E_5 \sin 5\omega t + E_7 \sin 7\omega t + \dots \\ I_a &= I_1 \sin \omega t + I_5 \sin 5\omega t + I_7 \sin 7\omega t + \dots \end{aligned}$$

Le couple instantané étant proportionnel à la somme

$$(E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c)$$

nous pouvons écrire [LHuy86a]:

$$\Gamma_{em} = \Gamma_0 + \Gamma_6 \cos 6\omega t + \Gamma_{12} \cos 12\omega t + \Gamma_{18} \cos 18\omega t + \Gamma_{24} \cos 24\omega t + \dots$$

où :

$$\Gamma_0 = \frac{3}{2 W_m} \left[E_1 I_1 + E_5 I_5 + E_7 I_7 + E_{11} I_{11} + \dots \right]$$

$$\Gamma_6 = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_7 - E_5) + I_5 (E_{11} - E_1) + I_7 (E_1 + E_{13}) + I_{11} (E_5 + E_7) + \dots \right]$$

$$\Gamma_{12} = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_{13} - E_{11}) + I_5 (E_{17} - E_7) + I_7 (E_{19} - E_5) + I_{11} (E_{23} - E_1) + \dots \right]$$

$$\Gamma_{18} = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_{19} - E_{17}) + I_5 (E_{23} - E_{13}) + I_7 (E_{25} - E_{11}) + I_{11} (E_{29} - E_7) + \dots \right]$$

$$\Gamma_{24} = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_{25} - E_{23}) + I_5 (E_{29} - E_{19}) + I_7 (E_{31} - E_{17}) + I_{11} (E_{35} - E_{13}) + \dots \right]$$

2.3.2.2 Minimisation des ondulations

L'alimentation à courants triphasés imposés permet d'avoir des courants statoriques de forme arbitraire, ce qui permet d'améliorer de beaucoup les possibilités de réduction des ondulations de couple.

Ainsi, pour obtenir un couple constant, la forme de courant à imposer serait une constante fois l'inverse de la force contre-électromotrice. La possibilité d'imposer des courants contenant des harmoniques d'ordre élevé est limité par la précision de l'encodeur de position, par le type de régulation employé et par l'échauffement de la machine.

Le nombre d'harmoniques de courant à injecter dépend du rang des harmoniques de couple à minimiser. En général, seules les sixième et douzième harmoniques ont une amplitude non négligeable. Or, il est possible d'éliminer Γ_6 et de minimiser Γ_{12} en utilisant seulement les 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques de courant.

Si le rang des harmoniques non négligeables de la f.é.m. atteint 13, alors la condition $\Gamma_6 = 0$ sera obtenue en égalant à zéro le membre de droite de l'équation réduite;

$$\Gamma_6 = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_7 - E_5) + I_5 (E_{11} - E_1) + I_7 (E_1 + E_{13}) + \dots \right]$$

$$\Gamma_{12} = \frac{3}{2 W_m} \left[I_1 (E_{13} - E_{11}) + I_5 (E_{17} - E_7) + I_7 (E_{19} - E_9) + \dots \right]$$

alors:

$$I_1 (E_7 - E_5) = I_5 (E_{11} - E_1) + I_7 (E_1 + E_{13})$$

2.3.3 Régulation des courants

La machine synchrone dont les bobinages sont reliés en étoile sans branchement au neutre est l'agencement le plus fréquemment utilisé. L'incidence de cette configuration sur les méthodes de régulation de courant est significative.

Ainsi, pour une alimentation par deux phases la régulation du courant est accomplie par le hacheur situé avant le commutateur (Figure 2.10). Dans ce type d'alimentation le courant de la troisième phase étant nul, nous connaissons exactement le courant traversant les deux premières phases, et par le fait même la position et l'intensité du flux. Ces deux variables sont les paramètres importants dans le cas d'un asservissement de position et, tel que déjà cité, la précision de l'asservissement de position peut difficilement être inférieure à 60° électriques.

Pour l'alimentation par trois phases à courants imposés, différents modes de régulations sont possibles....

CHAPITRE 3

SYSTEME DE COMMANDE DU COURANT

Le présent chapitre a pour but de définir les besoins, les moyens et les caractéristiques possibles du système de commande du courant nous permettant d'asservir le couple de la machine synchrone à aimants permanents.

3.1 Caractéristiques désirées

La commande des courants devrait idéalement maintenir le courant de chacune des phases conforme aux courants de référence qui ont été calculés pour minimiser les ondulations de couple. Ces courants de référence peuvent contenir des harmoniques de rang élevé, ces harmoniques sont fonction de la f.é.m., il est nécessaire de concevoir un système de commande du courant qui évite d'introduire d'autres harmoniques. Les critères de base sont un suivi avec précision de l'amplitude et un déphasage nul par rapport au courant de référence, ce qui présuppose un temps de réaction infinitésimal. Dans le cas présent, l'application finale est l'asservissement de la position du rotor d'une machine synchrone. Pour certaines positions du rotor, il est nécessaire de régulariser dans une des phases un faible courant avec un taux d'ondulation minimal.

3.2 Analyse et conception

En estimant que les puissances utilisées sont importantes et l'efficacité désirée élevée, il est nécessaire, afin de réduire les pertes

thermiques au niveau de l'alimentation, d'employer une alimentation à découpage.

L'utilisation d'une alimentation à découpage pose des problèmes supplémentaires c'est-à-dire: des pertes à l'intérieur de la machine, des surintensités au niveau des interrupteurs à semi-conducteur, des courants réels qui oscillent autour de la valeur de référence avec un spectre de fréquence parfois instable. Nous pouvons, de plus, anticiper l'influence de la commutation de l'interrupteur d'une phase sur les courants des deux autres phases.

3.2.1 Modélisation de l'ensemble onduleur-moteur

Une représentation de la partie électrique de la machine synchrone a été décrite au chapitre 2, paragraphe 2.1.2. Il est sous-entendu dans cette représentation de la machine idéale que nous négligeons:

- la saturation du circuit magnétique,
- l'hystérésis et les courants de Foucault,
- l'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les inductances,
- les flux capacitifs entre les enroulements,
- l'effet de la température sur la valeur des résistances,
- l'influence des pièces massives.

Un onduleur triphasé est modélisable comme étant une source de tension commutée par trois interrupteurs bi-directionnels [Naba85]. Les différentes configurations de ces interrupteurs sont incluses dans un ensemble de huit possibilités {000,111,001,101,100,110,010,011}. De ces huit possibilités, deux sont homopolaires {000,111} et les six autres

produisent, dans le plan vectoriel électrique, des vecteurs tensions équidistants de 60° , comme l'illustre la figure 3.1 . Ces tensions ligne-neutre sont référencées au point milieu de l'alimentation.

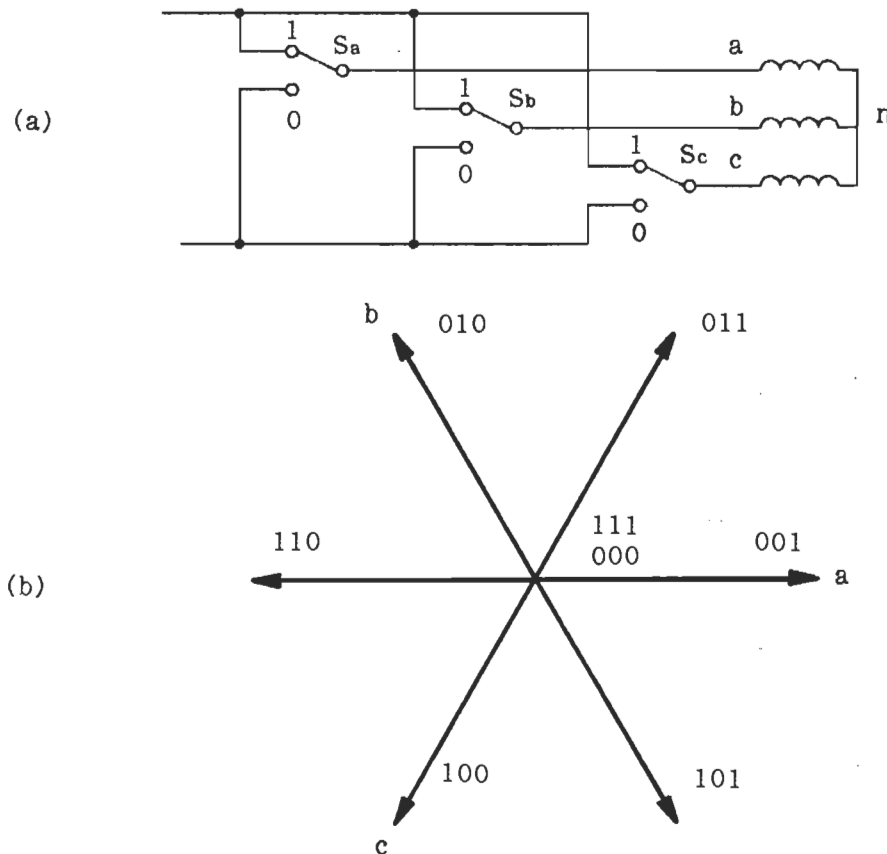


Figure 3.1 L'onduleur triphasé a) schéma électrique b) représentation vectorielle des tensions générées.

Pour qu'un régulateur de courant fonctionne adéquatement, la source de tension doit être suffisante pour forcer le courant dans la direction désirée.

L'onduleur ne peut imposer un vecteur tension directement à une phase du moteur, car le neutre du moteur n'est pas branché au point milieu de l'alimentation. Ainsi, lors de la commutation d'un interrupteur, la tension résultante est dépendante de l'état des deux autres phases.

Dans le cas d'une charge ayant une force contre-électromotrice faible, la tension de la source continue revêt peu d'importance, par contre si la charge possède une f.é.m. élevée la tension fournie ressemble à une onde à six pas. Dans cette étude, nous présumons alimenter l'onduleur par une source continue de tension suffisante.

Quelle sera l'allure du courant entre deux commutations et quels en seront les paramètres? A l'instar d'un hacheur alimentant une charge inductive avec une f.é.m., nous pouvons caractériser le comportement par:

$$v = R i + L \frac{di}{dt} + e$$

L'intervalle de temps Δt pendant lequel le courant variera de Δi peut être déduit en présumant que v et e ne fluctuent pas durant l'intervalle et que la résistance est négligeable [Toul77].

$$\Delta t = L \Delta i / (v - e)$$

Ainsi la fréquence de commutation du hacheur dépend de plusieurs facteurs: les tensions d'alimentation et contre-électromotrice, l'inductance et l'ondulation de courant tolérée. Nous verrons aussi que différentes structures peuvent modifier cette fréquence.

3.2.2 Structures de commande

Différentes structures de commande du courant nous viennent à l'esprit. Tout d'abord, un régulateur proportionnel-intégral associé à un circuit de modulation de la largeur d'impulsion: les alimentations commerciales à découpage utilisent couramment ce type de commande. Une autre technique bien connue est la commande par fourchette dont quelques variantes seront étudiées.

3.2.2.1 Commande par modulation de la largeur d'impulsion

La régulation à modulation de largeur d'impulsion⁹ (MLI) est basée sur la comparaison d'un signal de référence avec une porteuse. La largeur des impulsions du signal de commande est proportionnelle à la valeur instantanée du signal modulant lors de l'impulsion de la porteuse. La forme de cette dernière détermine la modulation du front montant ou descendant ou des deux, pour produire ainsi une largeur d'impulsion variable. Plusieurs méthodes peuvent être employées, la plus simple est une bascule qui change d'état selon la différence des niveaux de la modulante et de la porteuse.

La porteuse est de fréquence habituellement d'un ordre de grandeur plus élevé et peut être synchronisée ou non au signal modulant¹⁰, tel que l'illustre la figure 3.2 a) et b) pour une porteuse de forme triangulaire et isocèle, où l'emplacement des fronts montants et descendants sera modulé.

9 - En anglais Pulse Width Modulation, ou Pulse Duration Modulation, ou encore Pulse Length Modulation.

10 - S'il n'est pas continu, bien entendu.

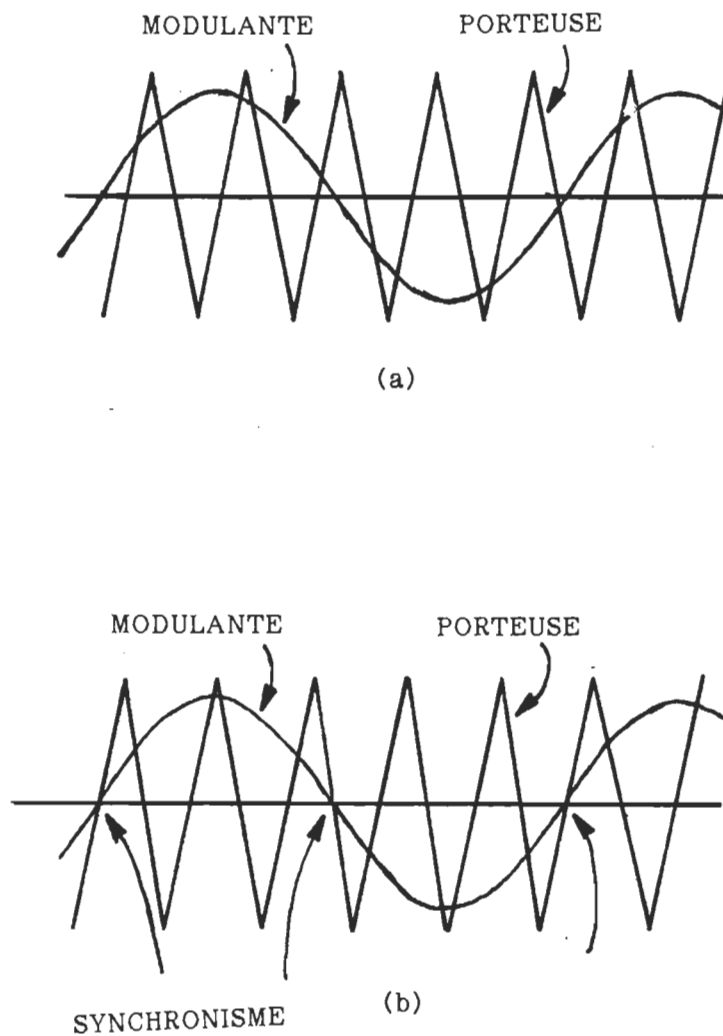


Figure 3.2 Modulation de la largeur d'impulsion a) asynchrone b) synchrone

Un régulateur proportionnel ou proportionnel-intégral inséré dans la boucle de régulation permet de suivre les variations de la charge, comme l'illustre la figure 3.3, mais, avec une erreur appréciable d'amplitude et de phase [Brod85], ces erreurs peuvent être éliminées en augmentant le gain et en ajoutant une compensation.

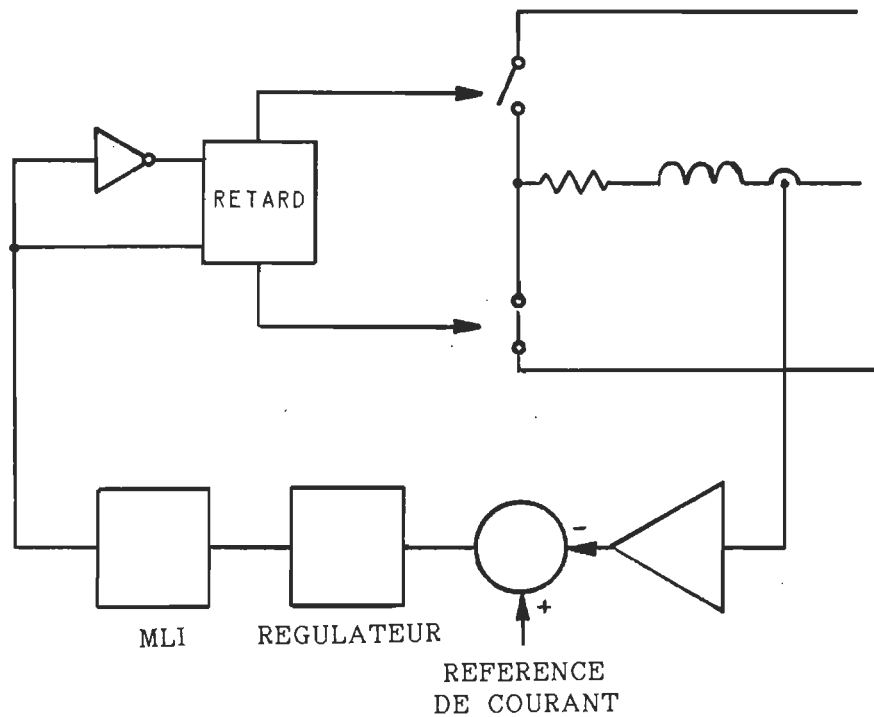


Figure 3.3 Régulateur de courant proportionnel à modulation de largeur d'impulsion

Cependant, nous pouvons estimer une ondulation de courant variable en fonction de la fréquence de la porteuse et de la constante de temps électrique de la charge. De plus, il est impossible de se servir de cette boucle de régulation pour limiter le courant en cas de court-circuit, à cause du retard inhérent à ce type de régulateur.

D'autres désavantages de la modulation de la largeur d'impulsion deviennent apparents. Dans le cas de la modulation asynchrone, la présence de pointes de courants et la production d'une fréquence de battement résultent en une ondulation de couple.

Dans le cas de la modulation synchrone, ces désavantages sont éliminés, par contre, il est nécessaire de maintenir un rapport de fréquence suffisamment élevé entre la modulante et la porteuse, ceci combiné à un besoin d'une gamme de vitesse étendue, nous oblige à réaliser un oscillateur complexe.

3.2.2.2 Commande par fourchette

Le régulateur par fourchette¹¹ est d'une simplicité étonnante, en effet, sa construction se limite à un comparateur muni d'une boucle de rétroaction positive de gain relativement faible¹² (Figure 3.4).

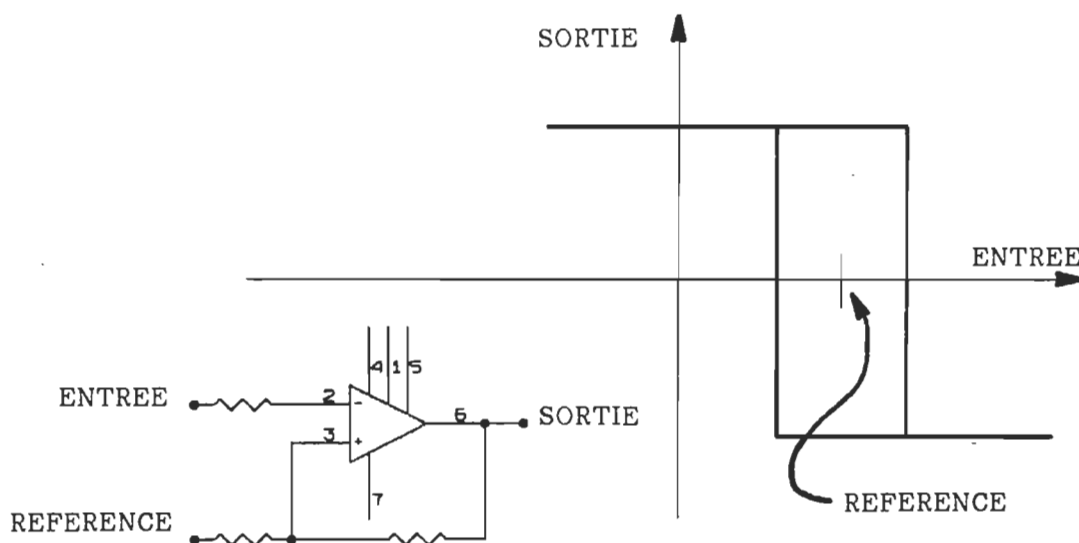


Figure 3.4 Circuit comparateur avec hystérésis a) circuit électrique b) fonction de transfert.

11 - Souvent référé sous le nom de régulateur Bang-Bang.

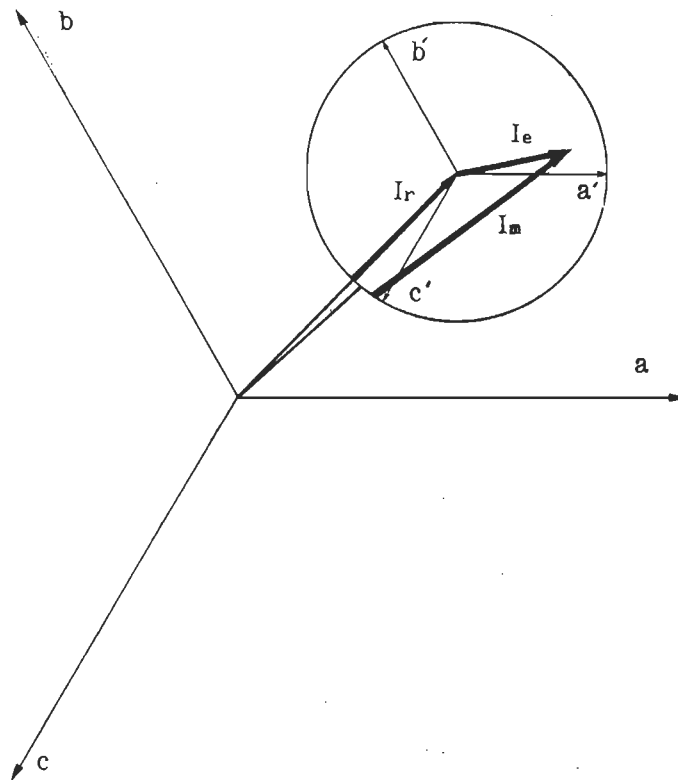
12 - Ce type de comparateur est couramment utilisé et très bien documenté dans la littérature.

Ce circuit comparateur possède la propriété d'avoir tendance à conserver l'état de sa sortie à ses niveaux maxima pour une gamme définie de variation de l'entrée, communément nommé hystérésis. La sortie du comparateur oscille entre deux valeurs discrètes et peut directement commander le circuit d'attaque de la gâchette d'un transistor à effet de champ ou de la base d'un transistor bipolaire.

La commande par hystérésis par sa simplicité et par le fait même sa rapidité de fonctionnement est en mesure d'assurer une protection du moteur contre une surcharge.

Etudions le fonctionnement d'un régulateur à fourchette dans un système où le neutre de la machine n'est pas branché. Ayant déjà illustré les tensions disponibles à la sortie de l'onduleur dans un espace vectoriel, exprimons maintenant les courants dans ce même espace. Nous pourrions y voir l'évolution du courant, et le comportement du régulateur, selon l'effet de la f.é.m. et des tensions de sorties de l'onduleur.

Illustrons (Figure 3.5) le vecteur courant de référence I_r , le vecteur courant réel de la machine I_m , le vecteur erreur de courant I_e et le référentiel triphasé.



**Figure 3.5 Courants et référentiel triphasé
dans l'espace vectoriel électrique**

Le régulateur à hystérésis commute l'interrupteur de la ou des phases impliquées lors du passage du courant hors des limites du comparateur. Des lignes représentant ces seuils de commutation peuvent être tracées à égale distance du courant de référence, suivant les axes du référentiel triphasé comme l'illustre la figure 3.6. Ces lignes de commutation se déplacent autour de l'origine avec le vecteur du courant de référence, tout en conservant le parallélisme avec les axes principaux. Le fonctionnement ainsi présenté semble idéal.

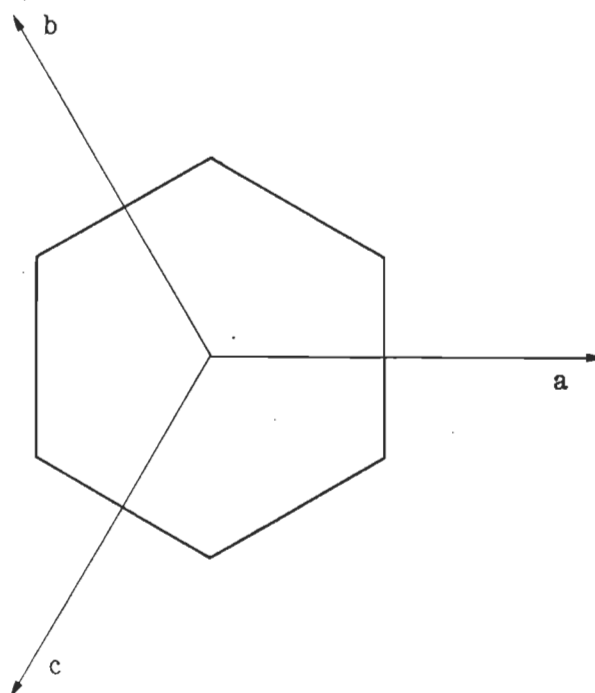


Figure 3.6 Les seuils de commutation d'un régulateur à hystérésis

L'ensemble des configurations des interrupteurs inclus, en plus des six vecteurs du référentiel triphasé, deux séquences homopolaires $\{000,111\}$, dites de roue libre, durant lesquelles il est impossible d'imposer une tension aux bornes du moteur. Nous sommes donc en présence d'une perte de commande, qui pourra provoquer des dépassements de courant atteignant le double de la bande d'hystérésis [Brod85].

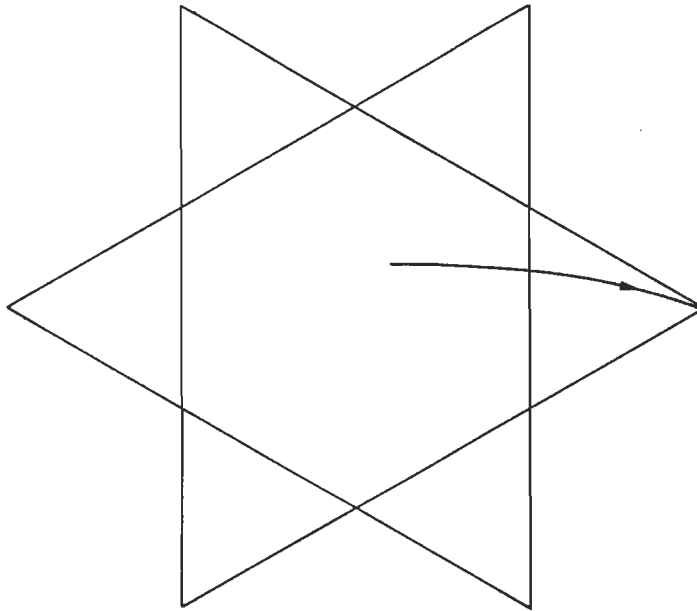


Figure 3.7 Exemple de dépassement de la marge d'un régulateur à hystérésis.

[Brod85]

Par exemple à la figure 3.7 le vecteur tension dû à la configuration des interrupteurs {001} force le courant à dépasser la ligne de commutation provoquant ainsi la séquence {000}. Alors, la f.é.m., l'effet inductif de la charge et/ou le mouvement de I_r entraînent le courant en dehors de l'hexagone borné par les lignes de commutation. Le vecteur tension ne sera modifié que si le courant dépasse une des autres lignes initiant la séquence {010} ou {100} et ainsi la reprise de la commande.

avec une bande d'hystérésis constante

Le cas le plus simple des régulateurs à hystérésis est la configuration d'un régulateur à hystérésis constante par phase.

Ce régulateur tend à maintenir le courant à l'intérieur d'une marge d'hystérésis constante quelle que soit la valeur absolue du courant à régulariser.

avec une bande d'hystérésis variable

Le régulateur à hystérésis variable par contre modifie la largeur d'hystérésis du comparateur en fonction de l'amplitude du courant de référence de la phase. La valeur de l'hystérésis est calculée selon:

$$i_{hx} = i_{ho} + k * I_{rx}$$

où:

i_{hx} l'hystérésis de courant pour la phase x

i_{ho} l'hystérésis de courant minimal

k coeff. de variation de l'hystérésis

I_{rx} courant de référence de la phase x

Il est réalisé pour chaque phase selon l'organigramme de la figure

3.8.

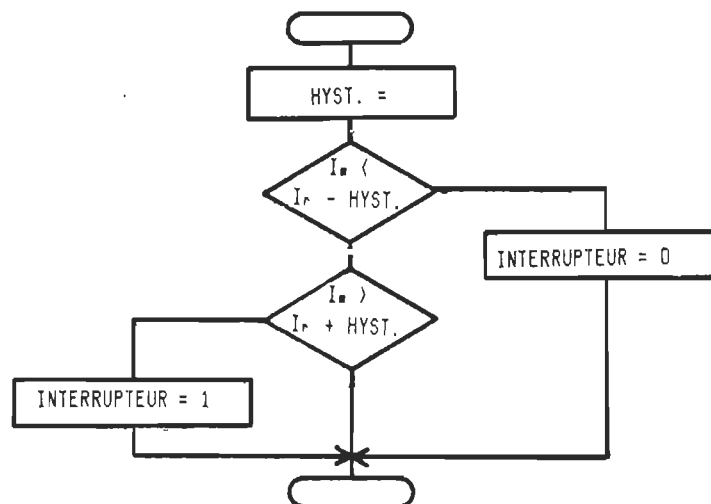


Figure 3.8 Organigramme de fonctionnement des deux types de régulateur à hystérésis

CHAPITRE 4

SYSTEME DE POSITIONNEMENT

Le présent chapitre a pour but de définir les besoins, l'environnement, les moyens et les caractéristiques possibles d'un système de commande de la position, nous permettant d'asservir la position d'une charge variable à l'aide de la machine synchrone à aimants permanents.

4.1 Caractéristiques désirées

Les besoins industriels modernes tels que: divers entraînements, les machines outils et la robotique nécessitent des systèmes de positionnement rapides, précis, sans vibrations et d'accélération douce.

Les systèmes de positionnement doivent déplacer la charge selon une trajectoire précise, et maintenir la charge en position en dépit des forces exercées sur elle.

Les charges impliquées peuvent être de différentes natures: un plateau muni d'instruments optiques, une pièce à être machinée avec précision, un bras de robot transportant une charge variable... .

Tous ces systèmes peuvent être optimisés, selon certains critères qui sont généralement: la consommation d'énergie, le temps de réponse, etc..., nos préoccupations seront dans l'ordre: la minimisation des à-coups de couple, la consommation d'énergie et le temps de réponse.

4.2 Analyse et conception

Le problème principal de la conception d'un système de positionnement est de maintenir la stabilité du système avec un gain et

une bande passante acceptable. Différents régulateurs classiques sont décrits dans la littérature [Elec78], l'application de ces régulateurs est limitée à des systèmes où les paramètres sont linéaires et invariants. En modifiant la structure de ces régulateurs nous pouvons en améliorer considérablement les caractéristiques [Jaku85].

4.2.1 Modélisation de l'ensemble moteur-charge

Le moteur est un actionneur qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique. La relation entre le courant et le couple de la machine, telle que citée plus haut est:

$$\Gamma_{em} = K_t \Phi_r i_s \sin \delta$$

Le couple exercé par la charge¹³ est défini par:

$$\Gamma_{ch} = J \alpha_m + D \omega_m + m g l \sin \theta_{ch} + T_L$$

où:

Γ_{ch} est le couple exercé par la charge,

J est l'inertie,

α_m est l'accélération,

D est le frottement visqueux,

m est la masse,

g est la gravité,

l est la distance entre l'axe et le centre de la masse,

θ_{ch} est la position de la charge à partir de la verticale passant par l'axe,

T_L est un couple de charge constant

En fonctionnement normal ces deux couples sont égaux:

$$\Gamma_{em} = \Gamma_{ch} = K_t \Phi_r i_s \sin \delta = J \alpha_m + D \omega_m + m g l \sin \theta + T_L$$

Plusieurs de ces variables sont connues ou calculables α_m , ω_m , θ , i_s , l , ou bien fixes K_t , Φ_r , g , d'autres fluctuent faiblement δ , ou sont

¹³ - La description exacte est disponible en annexe.

négligeables D , T_L , par contre les variables J , m et i_s varient fortement.

Les termes J et m sont interreliés selon l'équation:

$$J = m l^2 = \int l^2 dm$$

par la variable l , qui est connue à tous les moments. L'équation de fonctionnement normal peut alors être écrite comme:

$$m l^2 a_m + m g l \sin \theta = k i_s$$

$$m (l^2 a_m + g l \sin \theta) = k i_s$$

4.2.2 Choix de la trajectoire

Le choix de la trajectoire s'avère important pour le respect des caractéristiques choisies, les critères sont généralement: la consommation d'énergie, le temps de réponse, la vitesse maximale, la minimisation des à-coups de couple, Ainsi, certaines courbes en ont été dérivées. Visualisons pour un temps de parcours t_c prédéfini des profils de vitesse et d'accélération, nous en dériverons par intégration un jeu de trajectoires: accélération, vitesse, position, ayant pour but de minimiser les à-coups de couple et l'énergie consommée.

4.2.2.1 Trajectoire à énergie minimale

L'énergie dissipée dans les enroulements de la machine est égale

à:

$$W = R_s \int_0^{t_c} i_s^2(t) dt$$

Ainsi, si nous désirons minimiser l'énergie consommée¹⁴ pour une trajectoire de probabilité moyenne, le profil de vitesse sera:

$$w(t) = 6 \theta t \frac{(t_c - t)}{t_c^3}$$

L'énergie consommée pour un déplacement sera:

$$W = \frac{R_s}{K_t^2} \left[\frac{12 J^2 \theta^2}{t_c^3} \right] + \frac{R_s}{K_t^2} \left[T_L^2 t_c \right]$$

où le deuxième terme est fonction d'un couple constant. Comme l'indique la figure 4.1, la vitesse sera maximale au milieu du parcours et atteindra:

$$w_{\max} = \frac{3 \theta}{2 t_c}$$

L'accélération sera maximale au début et à la fin, à une valeur de:

$$a_{\max} = \pm \frac{6 \theta}{t_c^2}$$

La variation d'accélération sera maximale au démarrage et à l'arrêt:

$$\Delta a_{\max} = \pm \frac{6 \theta}{t_c^2}$$

L'équation de l'accélération sera donnée par:

$$a(t) = + \frac{6 \theta}{t_c^2} - \frac{12 \theta t}{t_c^3}$$

14 - L'énergie est proportionnelle au produit du courant au carré multiplié par le temps, pour minimiser l'énergie consommée pour un parcours type, il est primordial d'atteindre une vitesse élevée dès les premiers instants et de la conserver le plus longtemps possible.

Ainsi nous constatons une variation brusque suivie d'une diminution graduelle de l'accélération et son inversion.

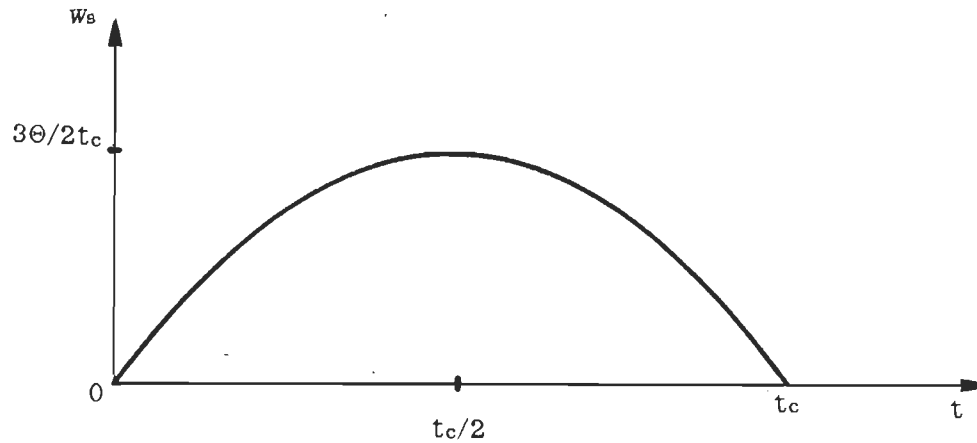


Figure 4.1 Profil de vitesse optimisé au point de vue énergétique.

4.2.2.2 Profil de vitesse triangulaire

Dans les cas où nous désirons limiter l'accélération et la décélération à des valeurs constantes, nous opterons pour un profil de vitesse triangulaire.(Figure 4.2)

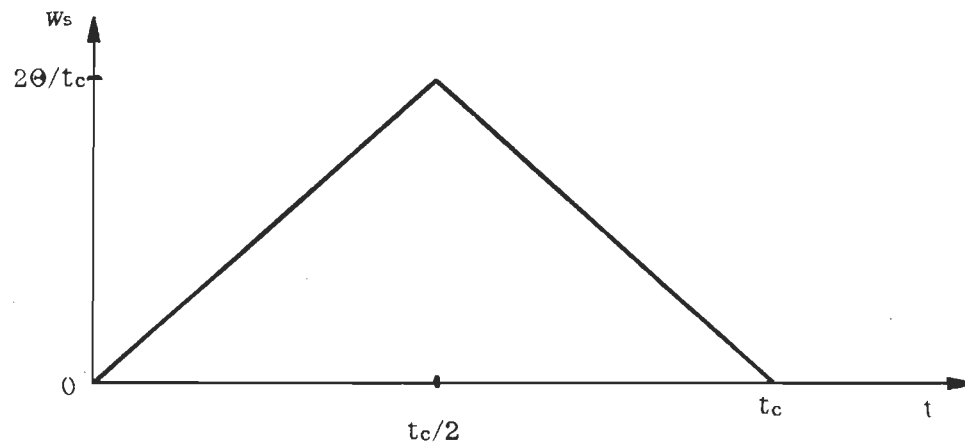


Figure 4.2 Profil de vitesse triangulaire.

La vitesse maximale atteinte au milieu du parcours est de:

$$v_{\max} = \frac{2 \theta}{t_c}$$

L'accélération et la décélération seront constantes à une valeur moindre et égale à:

$$a_{\max} = \pm \frac{4 \theta}{t_c^2}$$

Par contre, la variation de l'accélération sera brutale à $t_c/2$, elle sera de:

$$\Delta a_{\max} = - \frac{8 \theta}{t_c^2}$$

L'énergie consommée pour un déplacement sera:

$$W = \frac{R_s}{K_t^2} \left[\frac{16 J^2 \theta^2}{t_c^3} \right] + \frac{R_s}{K_t^2} \left[T_L^2 t_c \right]$$

4.2.2.3 Profil de vitesse trapézoïdal

Nous sommes à la recherche d'un profil où les variations d'accélération sont minimales¹⁵. Une solution serait d'inclure une période à vitesse constante entre les périodes d'accélération et de décélération. (Figure 4.3) Ainsi, la variation de l'accélération serait égale à l'accélération elle-même. Les différentes périodes peuvent avoir une durée indépendante l'une de l'autre, pour plus de simplicité allouons un tiers du temps total à chacune des trois périodes.

15 - Afin de pouvoir suivre facilement la référence de position sans instabilité, ces avantages seront discutés au paragraphe 4.2.3.2.

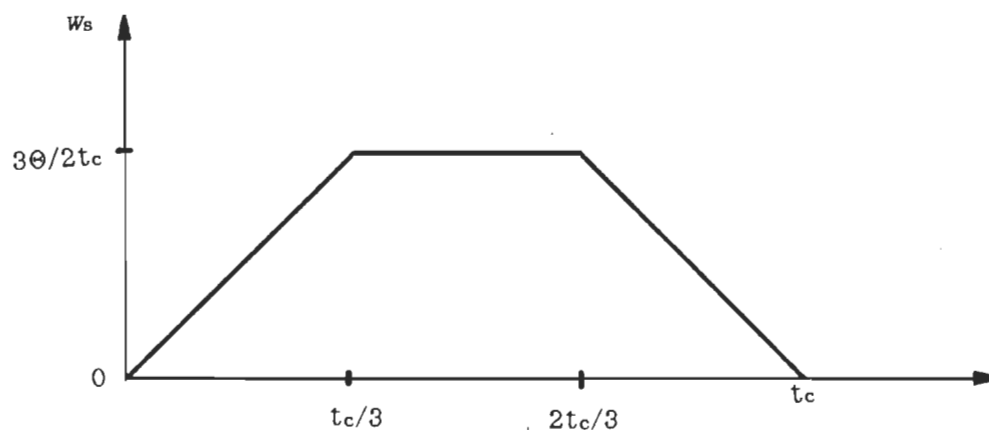


Figure 4.3 Profil de vitesse trapézoïdal

La vitesse maximale et constante durant la deuxième période sera de:

$$W_{\max} = \frac{3}{2} \frac{\theta}{t_c}$$

L'accélération et la décélération seront constantes, à une valeur de:

$$a_{\max} = \pm \frac{4.5}{t_c^2} \theta$$

Les variations de l'accélération seront toujours brutales mais de moindre amplitude au démarrage, à $t_c/3$, à $2t_c/3$ et à l'arrêt:

$$\Delta a_{\max} = \pm \frac{4.5}{t_c^2} \theta$$

L'énergie consommée sera:

$$W = \frac{R_s}{K_t^2} \left[\frac{13.5 J^2 \theta^2}{t_c^3} \right] + \frac{R_s}{K_t^2} \left[T_L^2 t_c \right]$$

4.2.2.4 Profil de vitesse trapézoïdal modifié

Etant toujours à la recherche d'un profil où les variations d'accélération seraient minimales, une autre solution serait de modifier les profils des périodes d'accélération et de décélération. (Figure 4.4 et 4.5) Le nouveau profil pourrait être décrit par:

$$a(t) = \pm \frac{4.5 \theta}{t_c^2} \left[1 - \cos\left(\frac{6\pi t}{t_c}\right) \right]$$

La vitesse durant la deuxième période sera inchangée à:

$$w_{max} = \frac{3 \theta}{2 t_c}$$

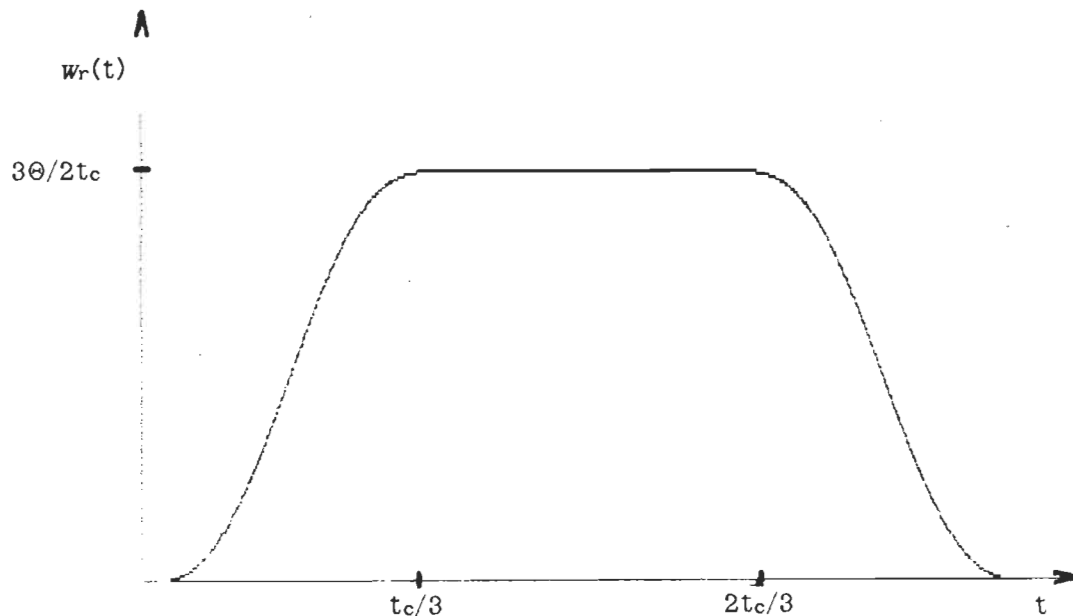


Figure 4.4 Profil de vitesse trapézoïdal modifié

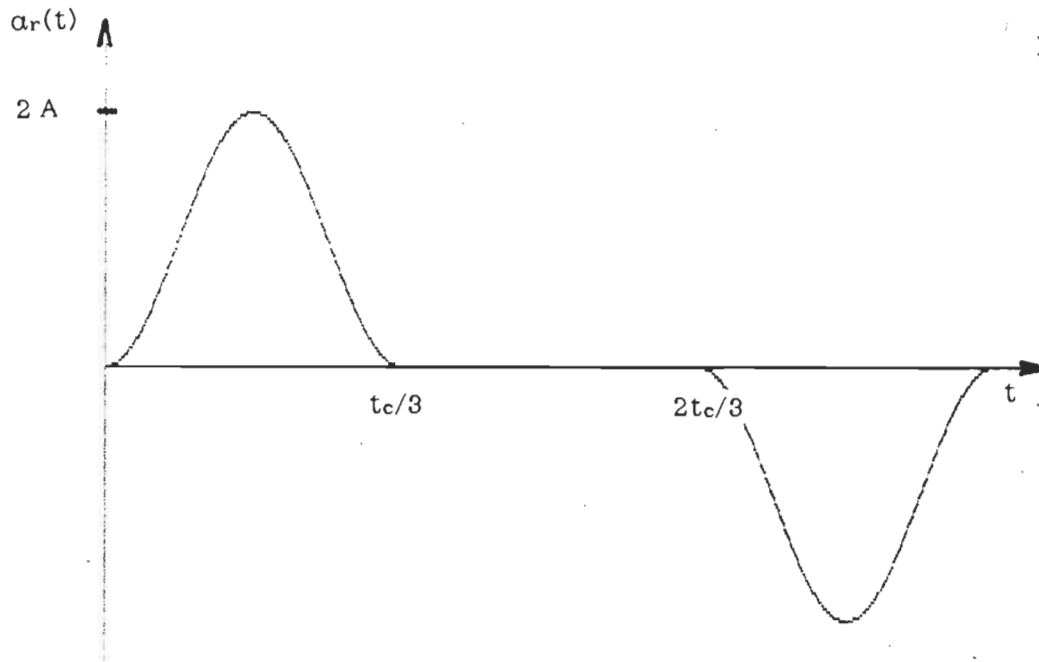


Figure 4.5 Accélération du profil de vitesse trapézoïdal modifié

L'énergie consommée sera:

$$W = \frac{R_s}{K_t^2} \left[\frac{20.25 J^2 \theta^2}{t_c^3} \right] + \frac{R_s}{K_t^2} \left[T_L^2 t_c \right]$$

Le rendement énergétique de ce profil est de 60%, par contre, le principal avantage est une dérivée de l'accélération définie pour tous les instants.

4.2.3 Structures de commande

Après un bref rappel de la structure de commande classique nous étudierons une commande qui dans une certaine plage permet de compenser les variations de paramètres.

Dans cette commande, l'emploi d'une partie par anticipation diminue les à-coups de couple, le temps réponse et aussi l'erreur finale de la position, mais à ce moment les paramètres doivent être connus et leur gamme de variation devient restreinte. Il est alors nécessaire d'évaluer

les paramètres, surtout ceux dont la plage de variation est la plus étendue.

4.2.3.1 Structure classique

Un type de structure classique de système de positionnement est présenté à la figure 4.6.

La fonction de transfert en mode continu du système comprenant: retour tachymétrique et senseur de position est:

$$G_p = \frac{\theta_s}{\theta_r} = \frac{\frac{A}{(s)(1 + s\tau_e)K_e(1 + s\tau_m)}}{1 + \frac{A}{(s)(1 + s\tau_e)K_e(1 + s\tau_m)}} \left[K_g + \frac{K_p}{s} \right]$$

Les racines de l'équation caractéristique nous permettent de prédire le comportement du système.

$$1 + \frac{A}{K_e} \frac{K_g s + K_p}{s(1 + s\tau_m)} = 0$$

Ainsi avec une carte des pôles et des zéros nous pourrions visualiser ce comportement en fonction des gains des boucles de retour K_p , K_g et de l'amplificateur A . Nous obtenons (Figure 4.7) pour un retour tachymétrique $K_g = 0$, un système qui sera instable si le gain de l'amplificateur A est trop élevé.

Le temps de réponse et l'erreur en régime permanent ne pourront ainsi être diminués que dans une certaine limite.

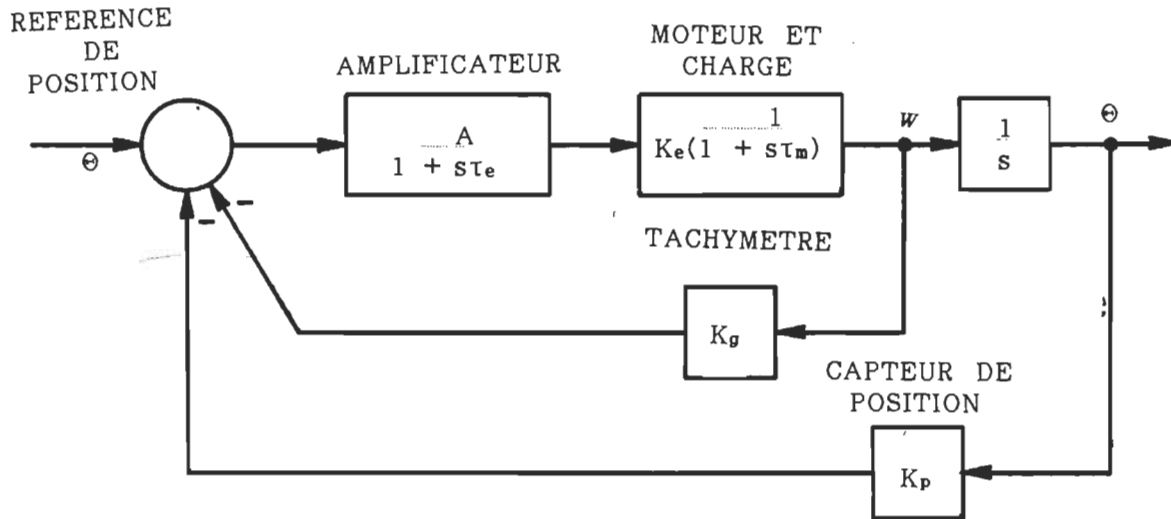


Figure 4.6 Système de commande de position typique.

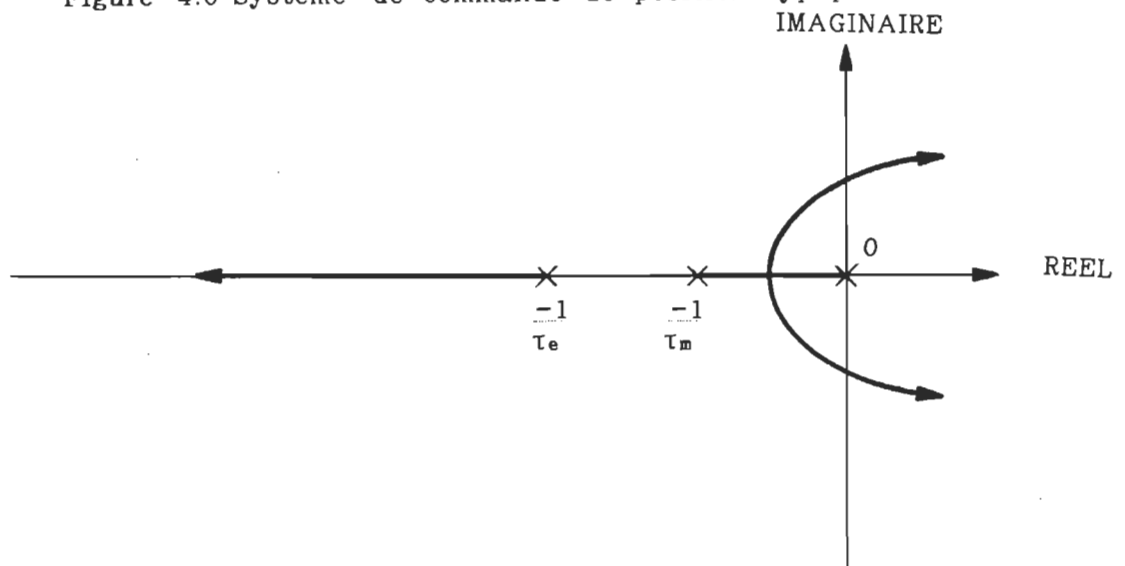


Figure 4.7 Position des racines pour un gain $K_g = 0$.

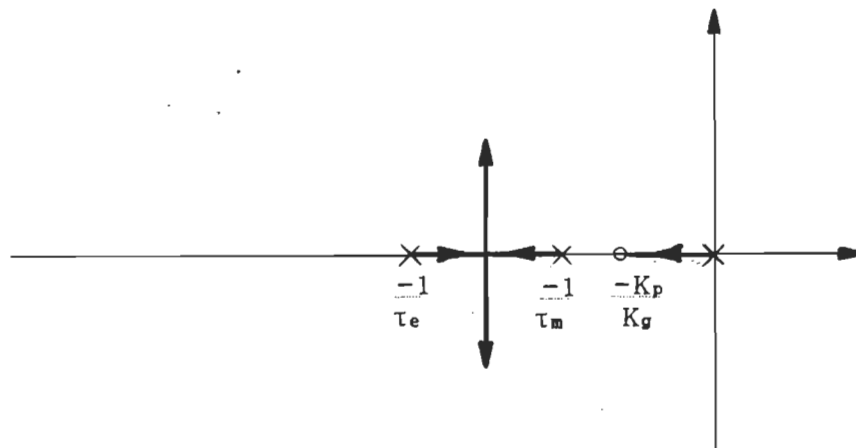


Figure 4.8 Position des racines pour un gain K_g supérieur à 0.

Par contre (Figure 4.8) avec un retour tachymétrique ($K_g > 0$), l'addition d'un zéro réel dans le plan gauche nous permettra d'augmenter le gain de l'amplificateur, jusqu'à ce que des caractéristiques ou des non-linéarités qui n'ont pas été incluses dans le modèle viennent perturber le fonctionnement. La sensibilité de ce régulateur aux variations de paramètres est élevée. Pour palier à ce défaut, plusieurs variantes ont été étudiées.

4.2.3.2 Structure proposée

Le diagramme bloc du système proposé est représenté à la figure 4.9. La partie matérielle est composée du moteur synchrone à aimants permanents alimenté par une source régulée de courants triphasés, la position est détectée par un codeur opto-électronique de 12 bits couplé à un circuit de mesure du temps écoulé. La partie logicielle est composée d'un générateur de trajectoire de référence, d'un estimateur de trajectoire, d'un évaluateur de paramètres et d'un régulateur comprenant une partie par anticipation et une partie proportionnelle à l'erreur de position dotée d'un gain variable.

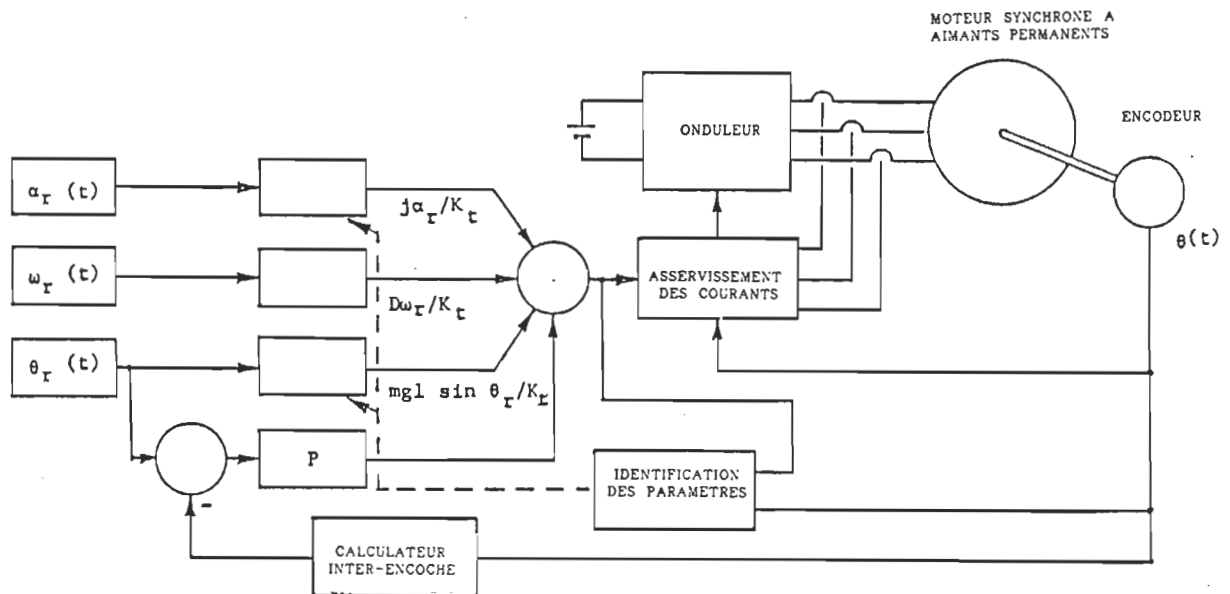


Figure 4.9 Structure proposée avec anticipation et estimation.

Générateur de la trajectoire

Le générateur de trajectoire produit trois courbes de référence: accélération, vitesse et position en fonction de deux paramètres d'entrée: l'accélération maximale et le temps de parcours désirés. Le temps de parcours est obtenu par une règle empirique [Cham86] et fonction de la racine carrée du déplacement désiré¹⁶.

$$t_c = t_0 \sqrt{\Delta \theta}$$

16 - La description est disponible en annexe.

La masse réelle étant inconnue, l'accélération peut être moins que celle anticipée. Il est alors nécessaire de recalculer la trajectoire de référence à la fin des périodes d'accélération et de vitesse constante en utilisant la position et la vitesse réelle.

A la fin de la période d'accélération, la durée de la période à vitesse constante est recalculée ainsi qu'une nouvelle courbe de position. La durée et l'amplitude de la période de décélération sont aussi recalculées à la fin de la période à vitesse constante, produisant de nouvelles courbes d'accélération, de vitesse et position. La figure 4.10 illustre ce fonctionnement.

Correction du courant par anticipation

Afin d'éviter l'application brutale d'un couple, une partie du courant nécessaire pour accomplir le mouvement désiré est anticipé à partir des courbes de référence dont la dérivée de l'accélération est définie à tous les instants et de l'équation des couples du système:

$$J \alpha + D \dot{\omega} + m g l \sin \theta = K_t I$$

ainsi:

$$I_r = (J \alpha + D \dot{\omega} + m g l \sin \theta) / K_t$$

en connaissant: l'inertie, le frottement visqueux, la masse, la distance et aussi l'accélération, la vitesse et la position de référence, il est possible d'évaluer la plus grande partie du courant consommé par le moteur et de l'appliquer au moment opportun.

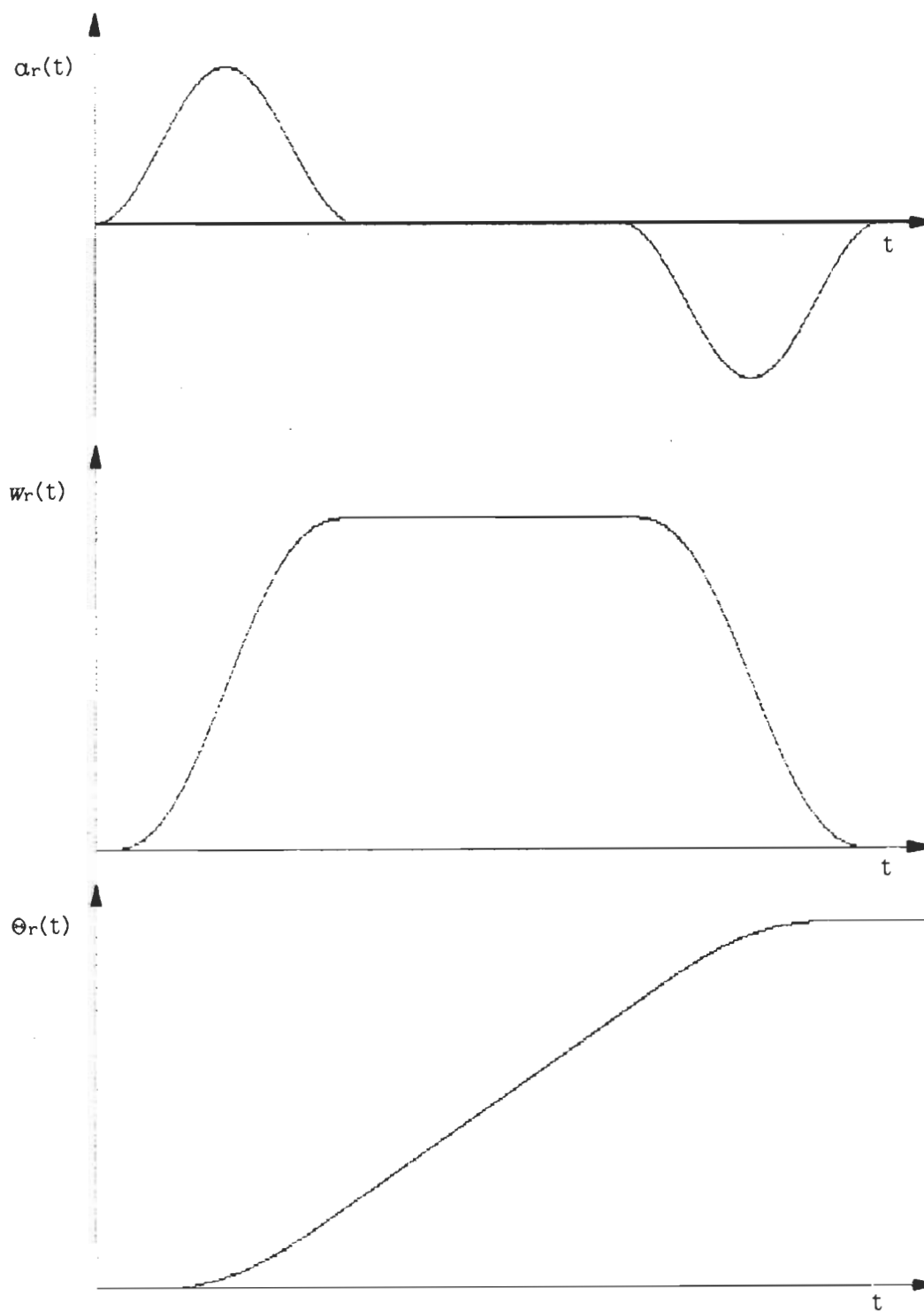


Figure 4.10 Les trois courbes de référence (accélération, vitesse et position)

Régulateur proportionnel à gain variable

Le calcul anticipé du courant peut souffrir de plusieurs imprécisions: incertitude sur l'évaluation des paramètres, omissions de termes dans l'équation des couples, perturbations externes, évolutions des paramètres de la machine ou du régulateur de courant, etc... .

Ces imprécisions donnent lieu à un écart entre le couple anticipé et le couple nécessaire pour effectuer le déplacement désiré. Quelques régulateurs classiques ont été essayés pour résoudre ce problème; tous ont provoqué des instabilités au démarrage. La solution envisagée fut alors un simple régulateur proportionnel, avec un raffinement, le gain est variable en fonction du module de l'accélération dans la première et la dernière période et il peut être ajusté à une valeur élevée durant la course à vitesse constante, sans aucune instabilité apparente. Ce simple subterfuge permet des démarrages en douceur et des passages imperceptibles d'une période de fonctionnement à l'autre.

Rétroactions du système

Pour une plus grande simplicité de montage et une réduction de poids importante, les seules mesures du procédé sont les courants de chacune des phases et la position obtenue par un codeur optique.

Nous avons déjà discuté au paragraphe 4.2.3.1. les prédispositions à l'instabilité d'un système sans retour tachymétrique. Ces prédispositions sont exacerbées par la quantification des grandeurs analogiques.

Une nouvelle position de référence est obtenue du générateur de trajectoire. Cette référence est comparée avec la rétroaction de position et l'erreur amplifiée par le régulateur proportionnel. Le codeur de

position étant un bloqueur d'ordre zéro¹⁷, il devient une source de saccades. Pour éliminer cet autre problème, la rétroaction de position est obtenue d'un calculateur qui estime la position actuelle avant la prochaine impulsion de l'encodeur.

Ce calculateur procède différemment pour les périodes à vitesse constante et celles où l'accélération n'est pas nulle. Pour la partie à vitesse constante, les positions entre deux impulsions du codeur sont calculées à partir de l'intervalle de temps depuis la dernière impulsion et de la vitesse du moteur à ce moment, pour minimiser l'effet de la variation des paramètres. On interpole donc la position actuelle de façon linéaire à partir des derniers signaux. Durant les parties d'accélération et de décélération, une approximation de la position peut être obtenue en utilisant un polynôme de Lagrange à trois termes:

$$\theta(t) = \frac{(t-t_1)(t-t_2)}{(t_0-t_1)(t_0-t_2)} \theta_0 + \frac{(t-t_0)(t-t_2)}{(t_1-t_0)(t_1-t_2)} \theta_1 + \frac{(t-t_0)(t-t_1)}{(t_2-t_0)(t_2-t_1)} \theta_2$$

Cette approximation a une très bonne précision et une erreur différentielle minime, car l'accélération réelle suit de très près l'accélération de référence qui ne comporte aucune variation brusque, telle que décrite au paragraphe 4.2.2.4.

Evaluation des paramètres

L'évaluation des paramètres en temps réel se limite dans notre étude aux paramètres qui font l'objet de variations importantes en fonctionnement réel. L'équation utilisée est toujours l'équation des couples:

$$J \alpha + D \omega + m g l \sin \theta = K_t I$$

¹⁷ - Un bloqueur d'ordre zéro maintient la valeur de l'échantillon précédent durant la période d'échantillonnage.

Dans cette évaluation il est présumé que le frottement visqueux est constant et que le frottement sec est négligeable ce qui est très près de la réalité dans la plupart des cas [Cham86]. Les variables θ et I sont mesurables, K_t et g sont constants, D et l sont connus, α et w peuvent se déduire de la variation de la position, les seules variables inconnues sont J et m . Nous pouvons approximer l'inertie égale à:

$$J = m l^2$$

donc l'équation des couples se réduit à:

$$m (g l \sin \theta + l^2 \alpha) + D w = K_t I$$

et ainsi, :

$$m = \frac{K_t I_r - D w_m}{(g l \sin \theta + l^2 \alpha_m)}$$

Nous avons maintenant le cheminement logique, il nous reste à l'exécuter. Plusieurs imprécisions de mesure¹⁸ pourraient causer des instabilités, les plus importantes sont l'incertitude sur la lecture de la position, autant du point de vue chronologique qu'en valeur absolue, et l'erreur de quantification des courants superposée aux variations dues aux régulateurs à hystérésis.

Il est nécessaire pour évaluer correctement la vitesse et l'accélération de connaître précisément le moment du passage du rebord d'une encoche de l'encodeur. i.e. le changement du bit le moins significatif.

18 - Nous avons évité d'approfondir ce sujet précédemment, car il prend toute son importance dans la présente section.

Nous pouvons négliger à prime abord les non-linéarités de l'encodeur, tel l'excentricité, la variation de la taille des encoches et d'autres problèmes dûs au montage physique, concentrons-nous sur la prise de lecture.

Dans le cas pratique d'une lecture par échantillonnage de l'encodeur deux contraintes sont présentes. A haute vitesse le taux d'échantillonnage délimite l'imprécision sur le temps et à basse vitesse un taux d'échantillonnage élevé pourra provoquer un débordement du compteur. Le premier problème est facilement résolu par un fonctionnement par interruption. Par contre ce fonctionnement est impossible en simulation, il est alors nécessaire de diminuer le pas de calcul ou de procéder à la recherche du temps du passage. Quelle que soit la solution adoptée, il est très difficile de rivaliser avec un montage dont le compteur aurait une horloge de seulement 4.0 MHz.

Une autre imprécision qui a été simulée est la quantification de la valeur du courant, même si la variation du couple produite par cette imprécision est minime.

CHAPITRE 5

RESULTATS PRATIQUES

Les résultats qui suivent ont été obtenus par simulation. Une liste complète des équipements est fournie en annexe.

5.1 Régulation des courants

Les régulateurs de courant ont été simulés séparément du régulateur de position. Le couple de charge a été maintenu constant.

5.1.1 Régulateur avec hystérésis constante

Les résultats du régulateur à hystérésis constante sont illustrés par les figures 5.1 et 5.2, la courbe du haut est l'ondulation de couple, les neuf courbes sinusoïdales sont les courants de chacune des phases juxtaposés de leurs limites théoriques supérieure et inférieure. L'écart de ces limites comme nous l'avons déjà vu au paragraphe 3.2.2.2 est égal au double de la bande d'hystérésis.

Nous pouvons constater, à la figure 5.3 une perte de commande. Effectivement, le courant de la phase A sous l'action de la f.é.m. et autres facteurs a dépassé la borne d'hystérésis inférieure atteignant ainsi la jonction des lignes de commutation supérieure des phases B et C. Nous n'avons pas observé de dépassement de cette envergure dans le sens positif des courants, vraisemblablement à cause de la consommation importante d'énergie active. Une chute du couple moteur est enregistrée lors de ces pertes de commande. De plus, les ondulations de couple ont un spectre de fréquences variables et comportent une modulation de basse fréquence pouvant exciter les résonances de la structure.

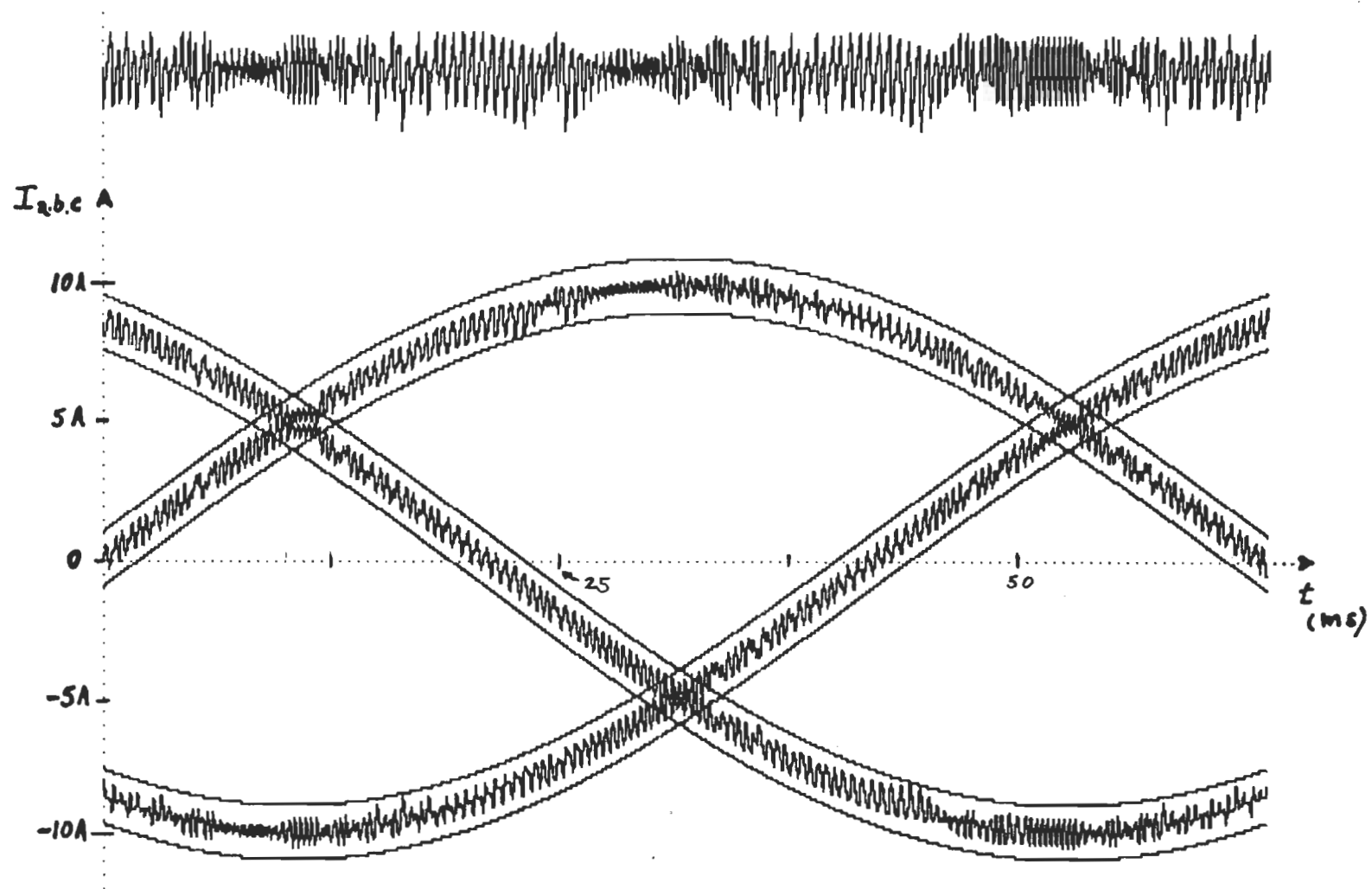


Figure 5.1 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis constante, fonctionnement en régime permanent,
 $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_h = 0.5 \text{ A}$;

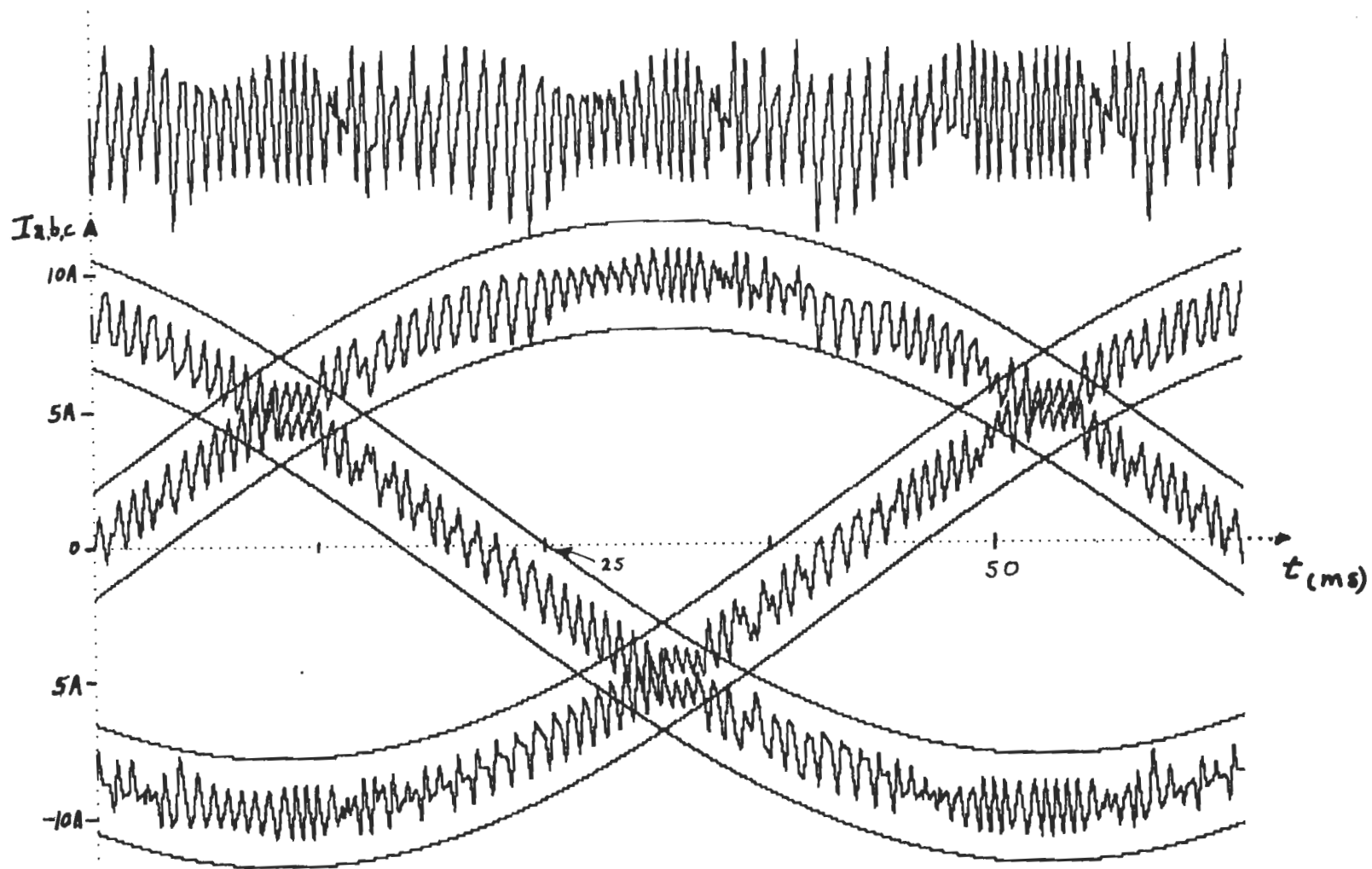


Figure 5.2 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis constante, fonctionnement en régime permanent,
 $\omega = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_h = 1.0 \text{ A}$;

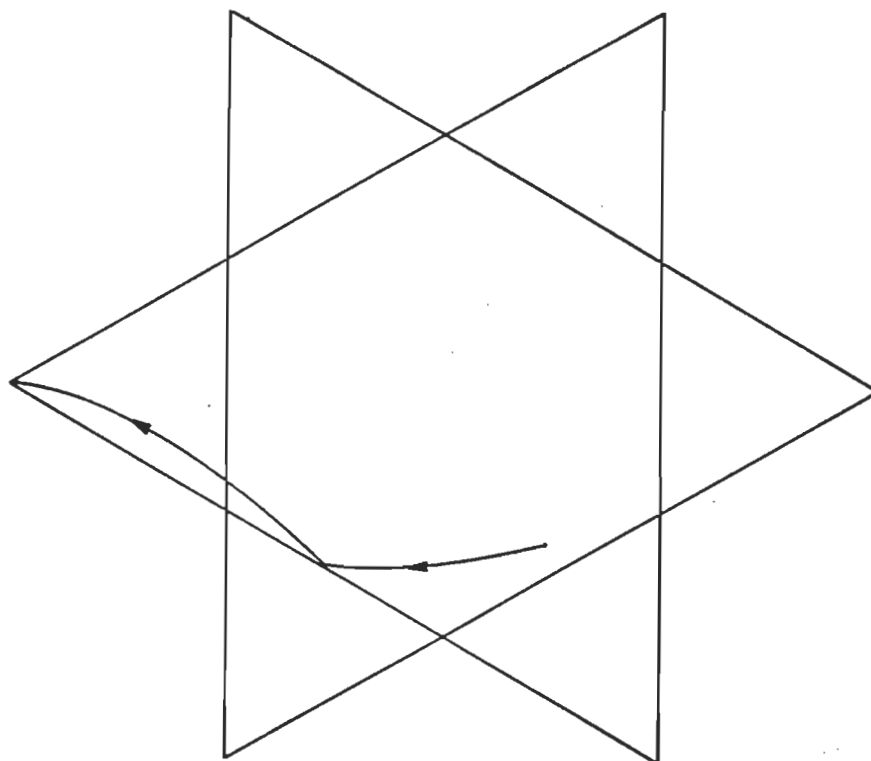


Figure 5.3 Diagramme d'un dépassement d'une borne d'hystérésis

5.1.2 Régulateur avec hystérésis variable

Nous avons comparé le régulateur à hystérésis variable dans des conditions d'opération identiques, les résultats vous sont présentés sous forme similaire par les figures 5.4 jusqu'à 5.9.

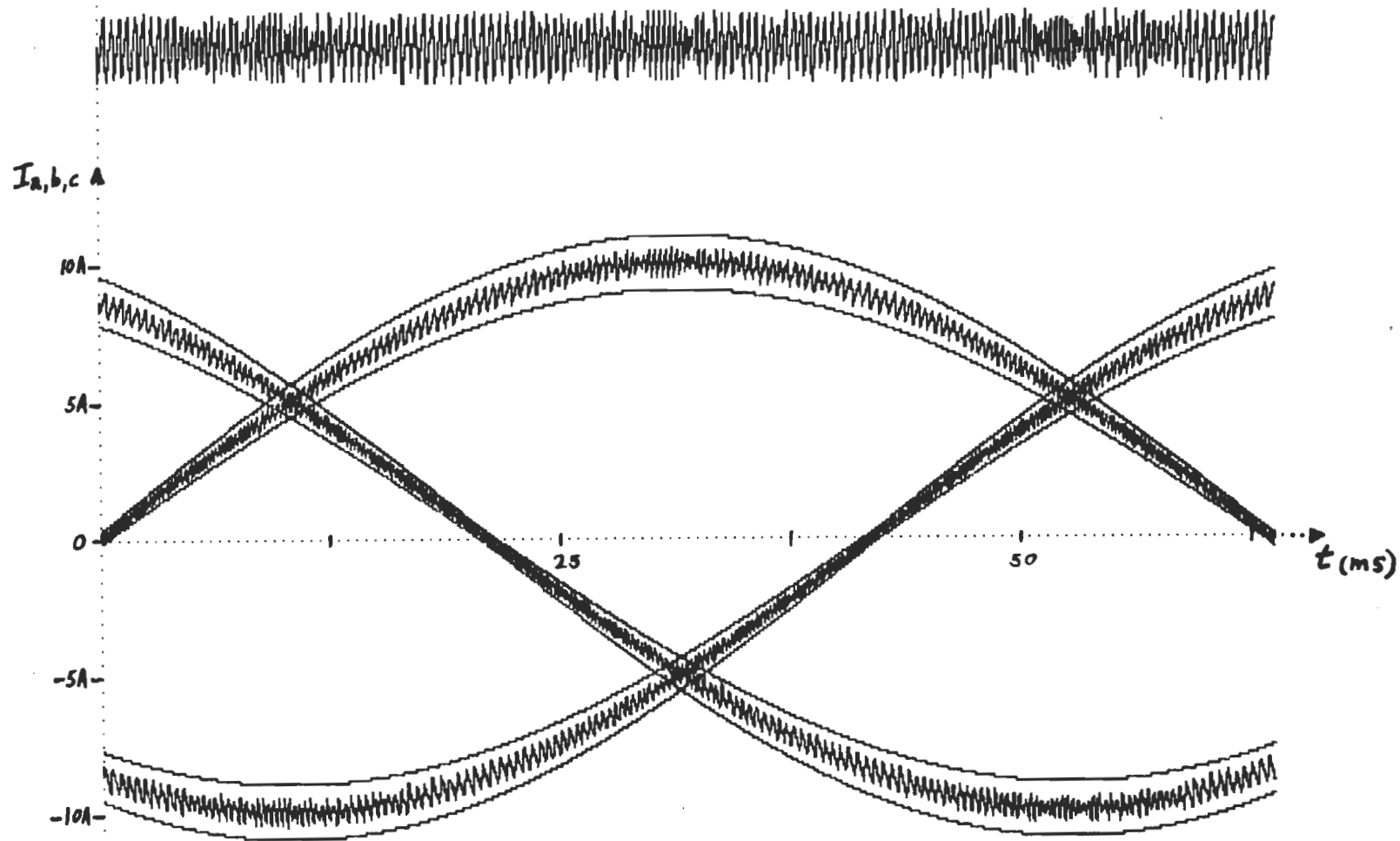


Figure 5.4 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.1 + 0.04 \cdot I_r \text{ A}$

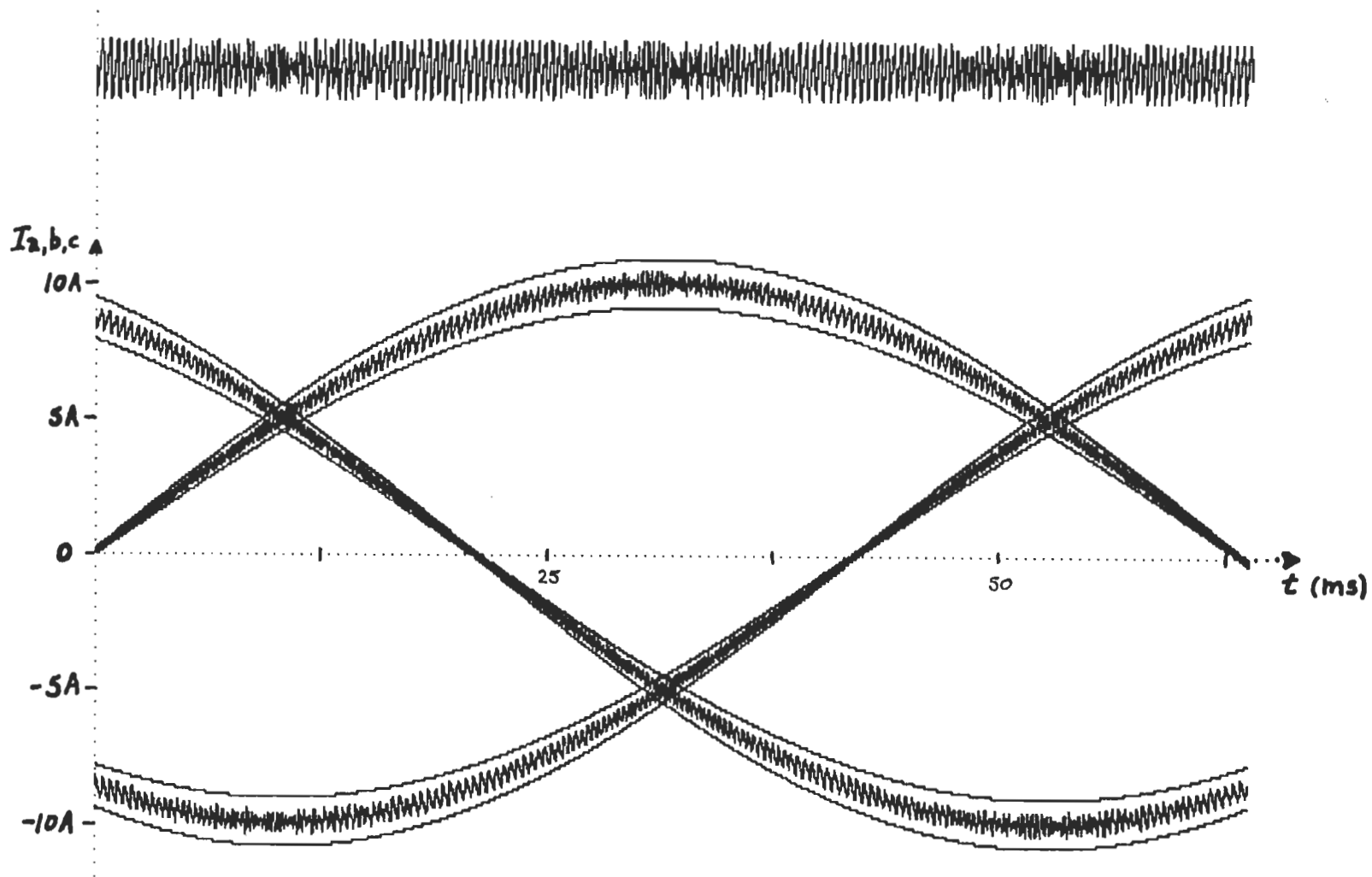


Figure 5.5 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $\omega = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.05 + 0.04 \cdot I_r \text{ A}$;

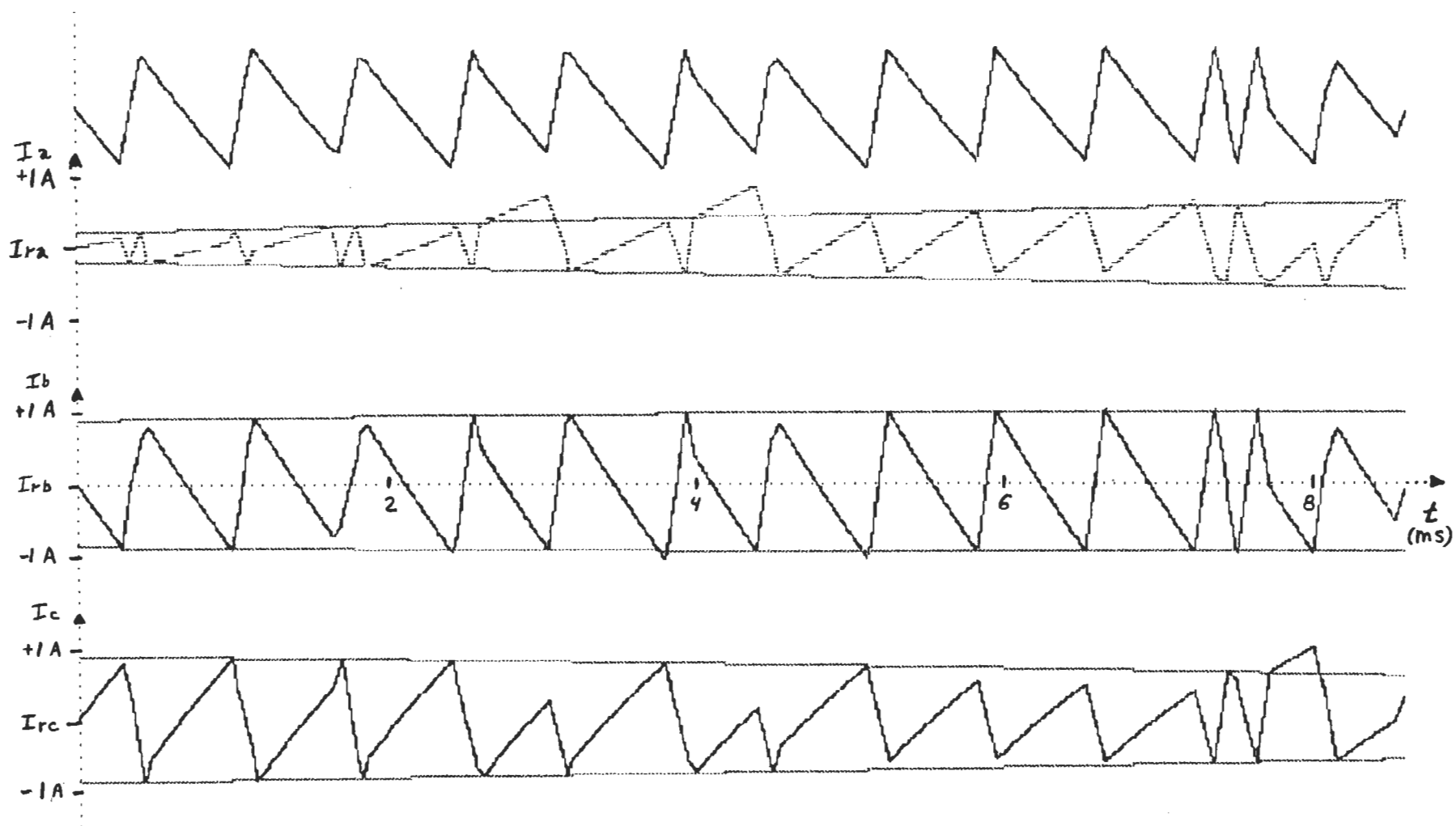


Figure 5.6 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $\omega = 50.0 \text{ rad/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.2 + 0.08 \cdot I_r \text{ A}$

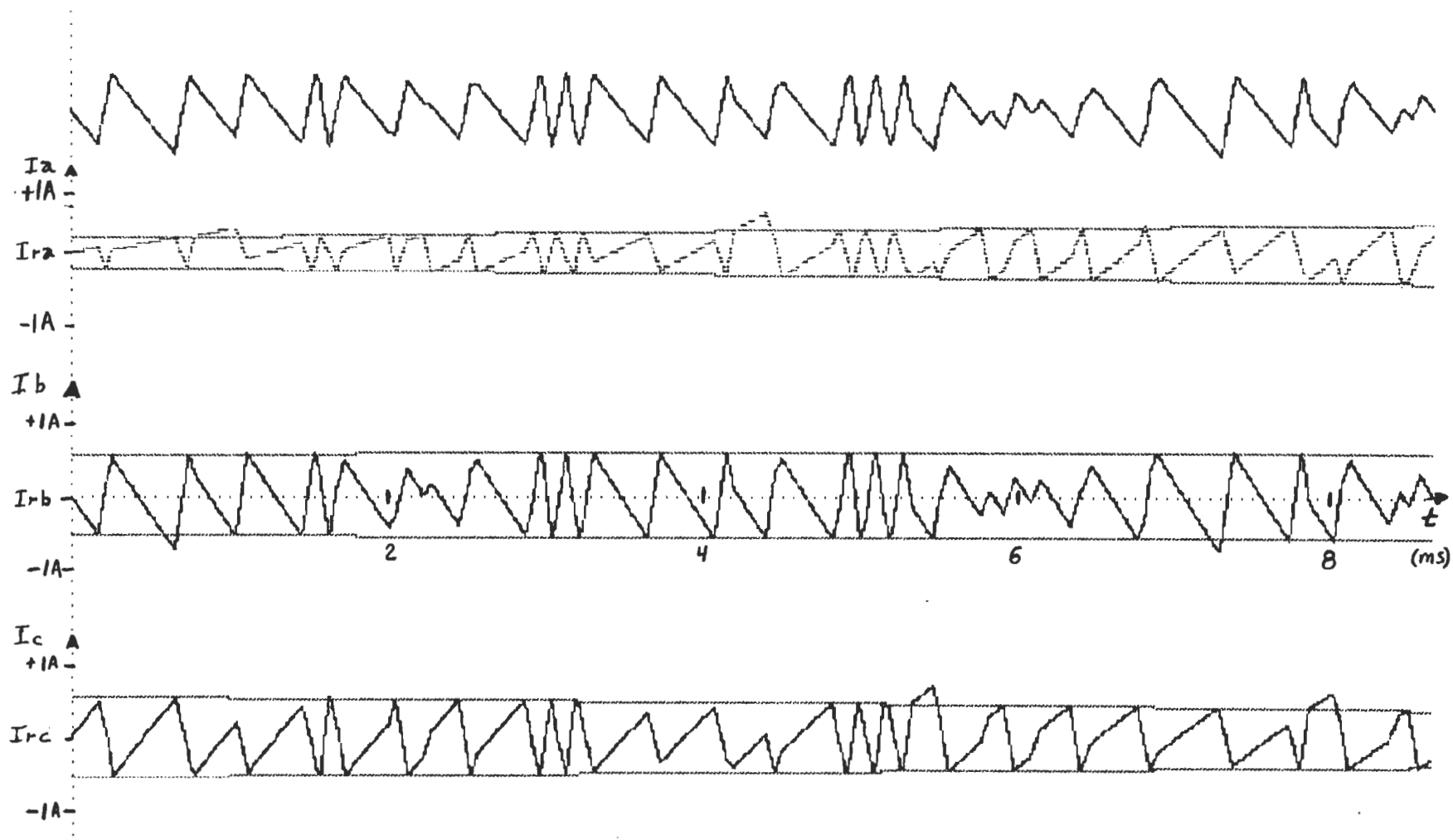


Figure 5.7 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.2 + 0.04 \cdot I_r \text{ A}$

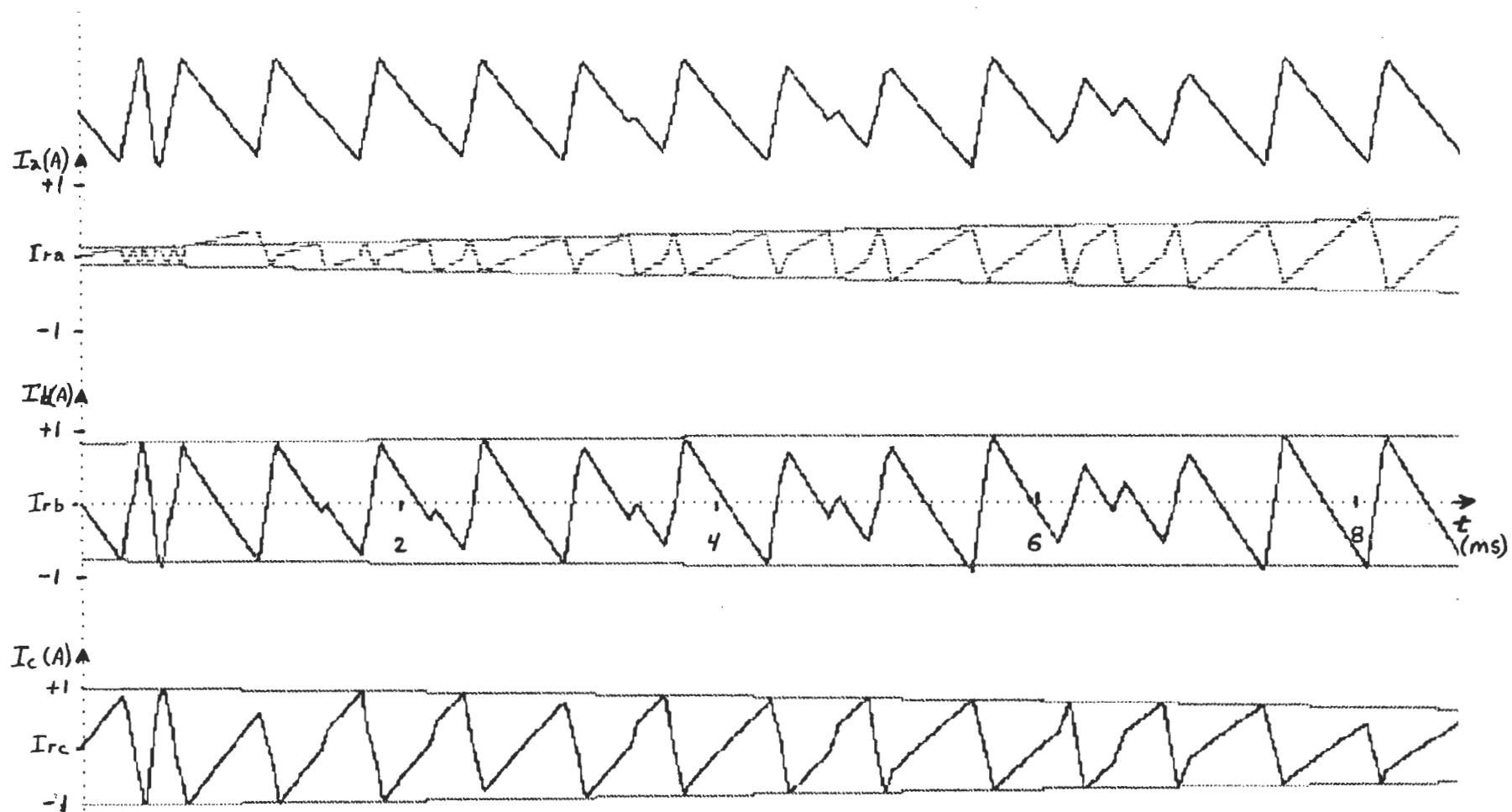


Figure 5.8 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $w = 50.0 \text{ rd/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.1 + 0.08 \cdot I_r \text{ A}$

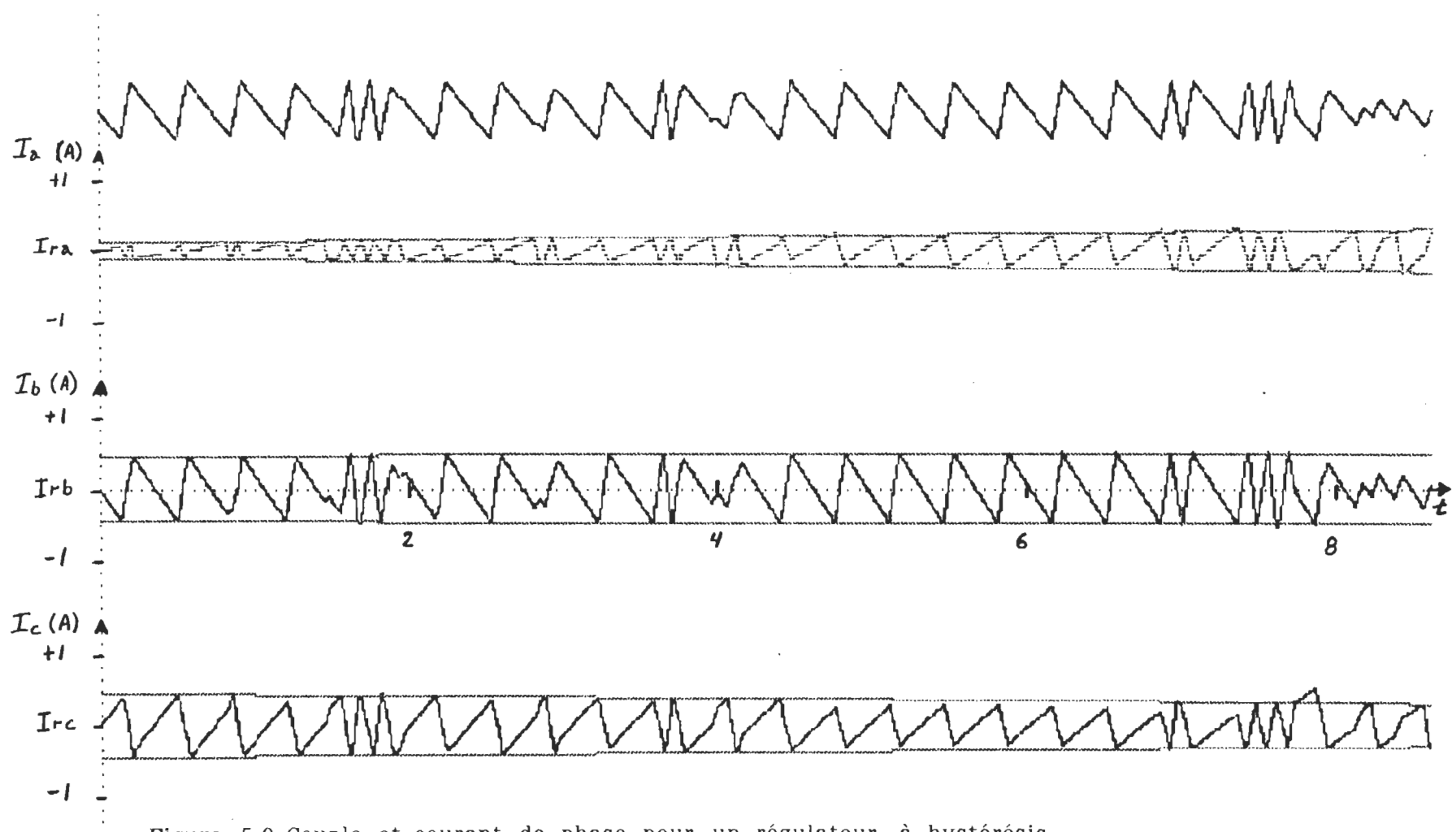


Figure 5.9 Couple et courant de phase pour un régulateur à hystérésis variable, fonctionnement en régime permanent,
 $\omega = 50.0 \text{ rad/s}$, $I_r = 10 \text{ A}$, $I_{hx} = 0.1 + 0.04 \cdot I_r \text{ A}$;

La première différence visible est la variation de l'écart entre les limites inférieures et supérieures. Ce resserrement des limites près du courant zéro porte la fréquence de commutation à des niveaux élevés. Les pertes thermiques dans les interrupteurs sont fonction de la fréquence de commutation et du courant y circulant. Ici, la commutation s'effectue à de faibles courants.

La deuxième différence est la régularité de l'ondulation du couple. En effet, le couple ne subit aucune baisse subite et de plus contient sensiblement moins de composantes à basse fréquence.

Le diagramme de commutation de la figure 5.10 nous permet de visualiser les nouveaux critères de fonctionnement pour un courant $I_{ra} = 0.0$.

L'hexagone de fonctionnement normal est aplati perpendiculairement à l'axe de la phase portant le courant le plus faible. Les limites supérieures et inférieures du courant de roue libre de cette phase n'ont pas évoluées de façon proportionnelle aux limites de commutation. Même la surface de ces zones de roue libre s'est agrandie, car elles sont délimitées par les croisement des lignes des deux autres phases. La possibilité d'un écart maximal lors d'une roue libre n'est pas nulle, curieusement, le fait ne s'est pas présenté lors de nos simulations en dépit de plusieurs périodes de roue libre (Figure 5.11). Quelles sont les forces agissant sur ce courant? Principalement la f.é.m. de la phase en question, elle est proportionnelle au courant de référence et donc faible. Les f.é.m. des autres phases font osciller le vecteur courant dans le sens longitudinal de l'hexagone, quelques petits dépassements sont visibles, la trajectoire bifurquant avant de croiser une des autres lignes de commutation.

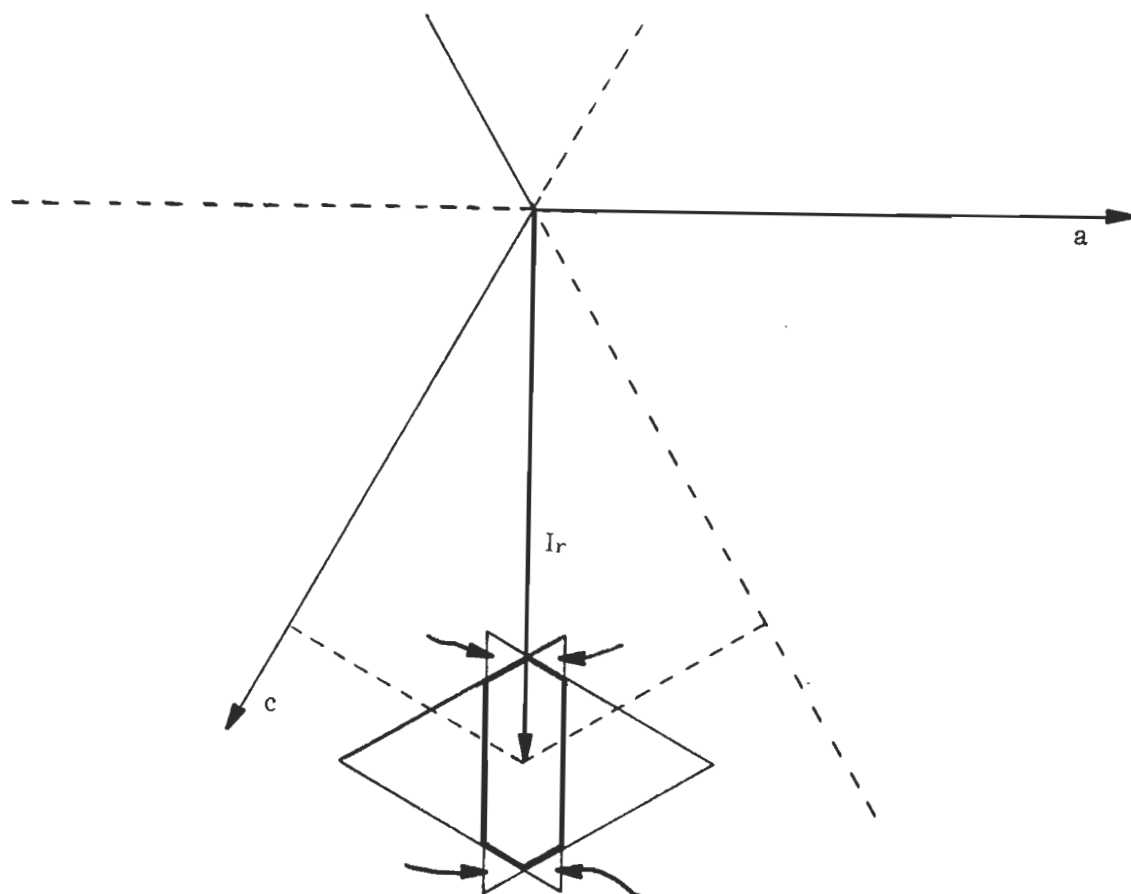


Figure 5.10 Diagramme de commutation du fonctionnement à hystérésis variable, pour un courant $I_{ra} = 0.0$

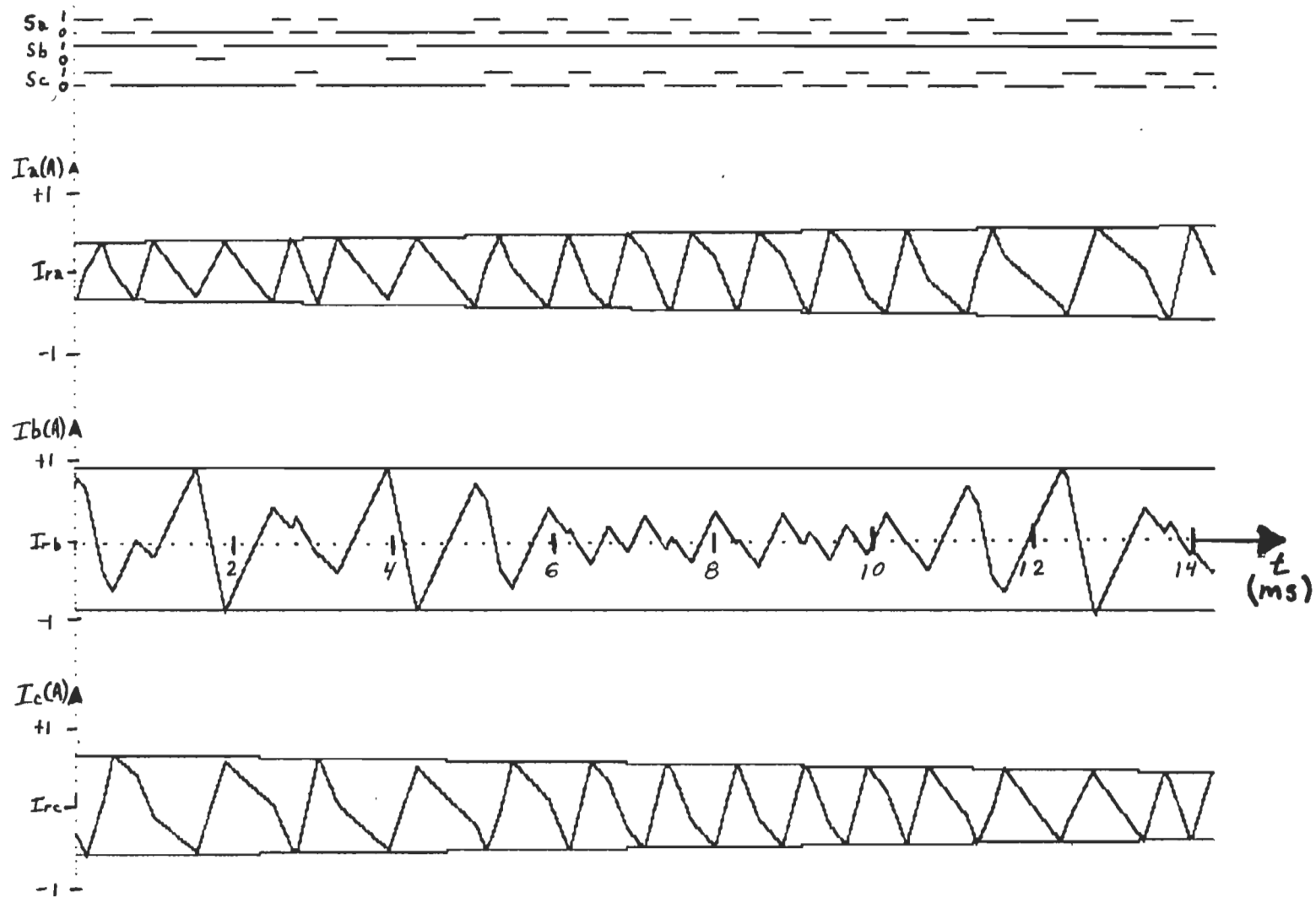


Figure 5.11 Etats des interrupteurs S_a , S_b , S_c et erreurs des courants de phase I_a , I_b , I_c entre les limites de commutation

L'avantage principal que nous obtenons avec ce type de régulation est une fréquence d'ondulation supérieure à 1 kHz et dont le taux d'ondulation est d'environ 12 %, ceci pour une ondulation de courant équivalent à 5 % du courant maximal. Cet avantage est très recherché car une fréquence élevée d'ondulations de couple est aisément filtrée par la constante de temps mécanique de l'ensemble moteur-charge.

L'inconvénient de ce type de régulation est la nécessité d'avoir une f.é.m., qui entraîne le vecteur courant vers les limites de commutation, sans cette f.é.m. l'ondulation de courant peut être élevée, tel que l'illustre la figure 5.12. La génération d'une f.é.m. requiert une variation de flux soit par le mouvement ou la variation du courant. Nous désirons une variation de courant négligeable lors d'un asservissement de position. Ce type de régulation de courant apporte peu de bénéfices lors du maintien d'une position donnée, mais régularise le couple lors du déplacement.

Une solution intéressante serait l'emploi d'une machine multiphasée. Le diagramme de commutation est illustré à la figure 5.13, l'hexagone est devenu un dodécagone se rapprochant un peu plus du cercle, le nombre des zones de roues libre est passé de six à douze et l'excursion maximal de courant n'est que de 15.47 % du courant d'hystérésis comparativement à 100 % dans le cas d'une alimentation triphasée.

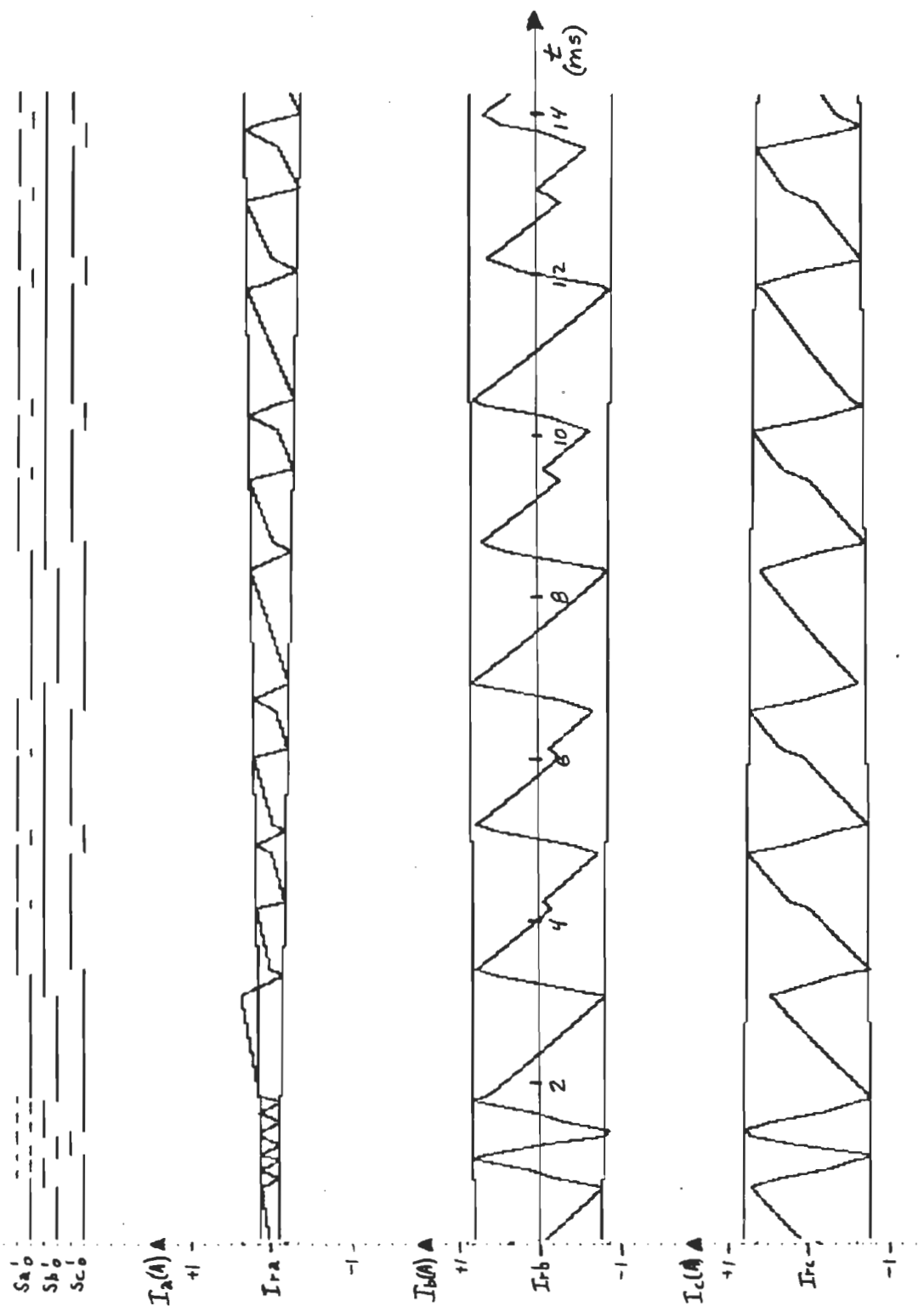


Figure 5.12 Etats des interrupteurs S_a , S_b , S_c et erreurs des courants de phase I_a , I_b , I_c avec les limites de commutation pour une situation sans f.é.m.

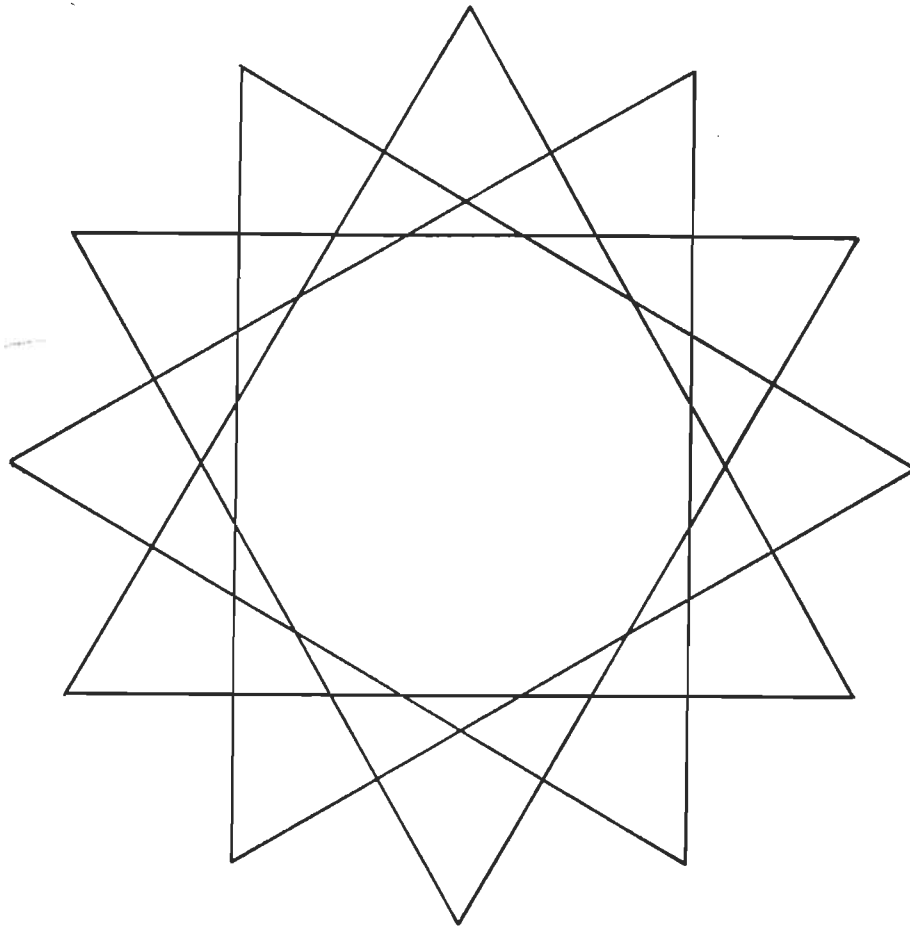


Figure 5.13 Diagramme de commutation du fonctionnement multiphasé.

5.2 Système de positionnement

Le régulateur de position a été simulé pour différents déplacements avec des charges variant de 0.1 kg jusqu'à 64 kg. Afin de vérifier la plage de fonctionnement de ce type d'asservissement, la simulation a pu nous permettre de dépasser largement les caractéristiques nominales de la machine et de la source.

La structure proposée au paragraphe 4.2.3.2 et illustrée à la figure 4.9 a été simulée en prenant en considération les non-linéarités des convertisseurs analogique à numérique, numérique à analogique et du capteur électro-optique de position.

Les convertisseurs vers les grandeurs analogiques électriques ont été simulées avec une erreur de quantification équivalente à celle d'un convertisseur de huit bits. La mesure de la position a été réalisée, quant à elle, avec une erreur similaire à celle d'un capteur de douze bits.

Deux parcours de 180° représentant des cas limites ont été simulés, l'un à partir du point le plus bas vers le haut et l'autre de la mi-course d'un côté à la mi-course du côté opposé.

Le cas du premier parcours de 0° à 180° , est représenté par les figures de 5.14 à 5.29. Sur ces graphiques nous visualisons, pour cinq masses, de 0.25 kg à 10.0 kg, la trajectoire, la position de référence ainsi que l'erreur de position, sur la première série, l'accélération actuelle et de référence sur la deuxième, l'estimé de la masse et le courant de la machine sur la troisième, enfin sur la dernière figure du groupe, un exemple du suivi de la référence de vitesse est donné pour le poids maximal.

Les figures 5.30 à 5.44 nous illustrent pour le deuxième parcours soit de 270° à 90° , les résultats d'essais similaires pour des masses variant de 0.2 kg jusqu'à 40 kg.

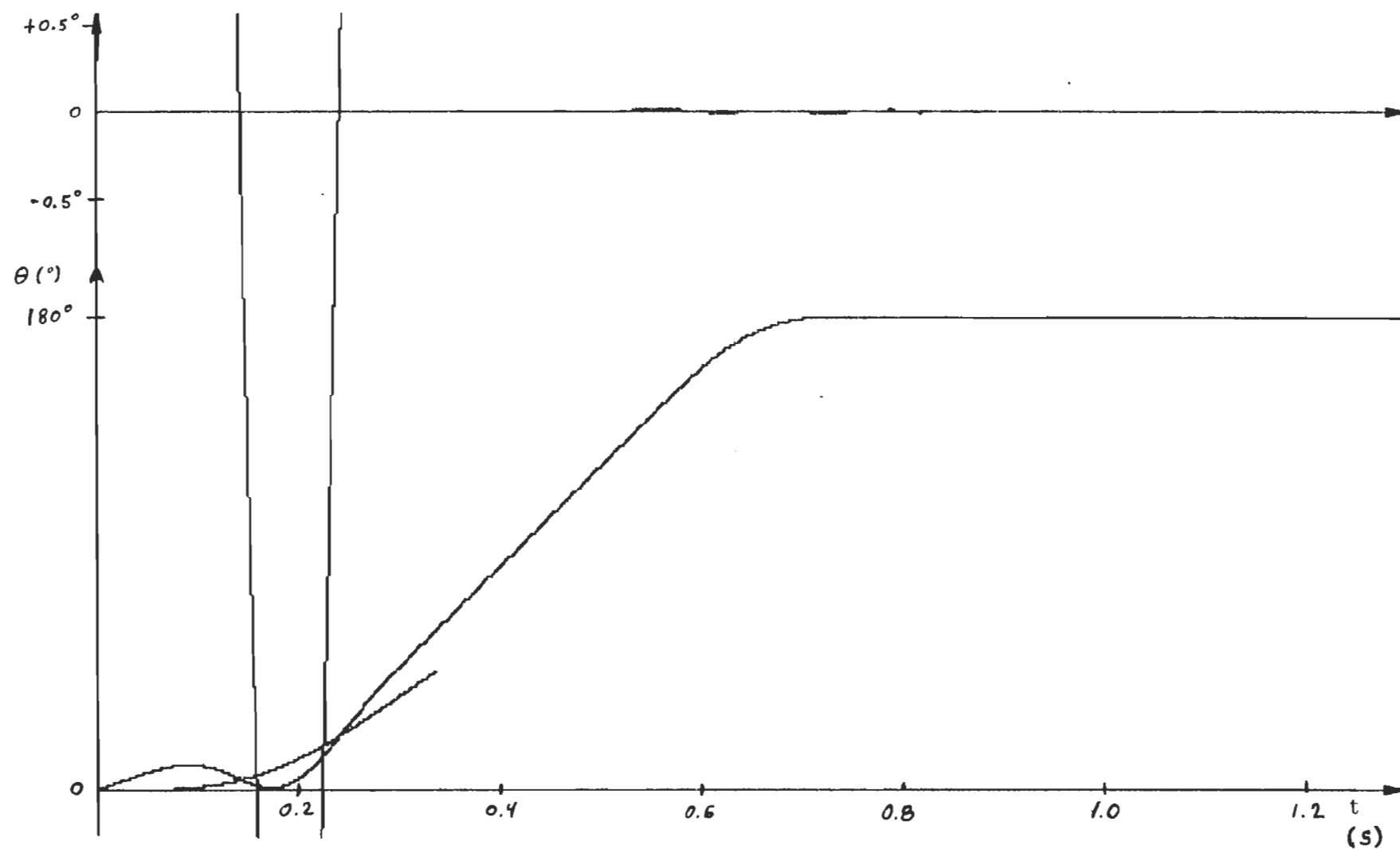


Figure 5.14 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 0.25 kg.

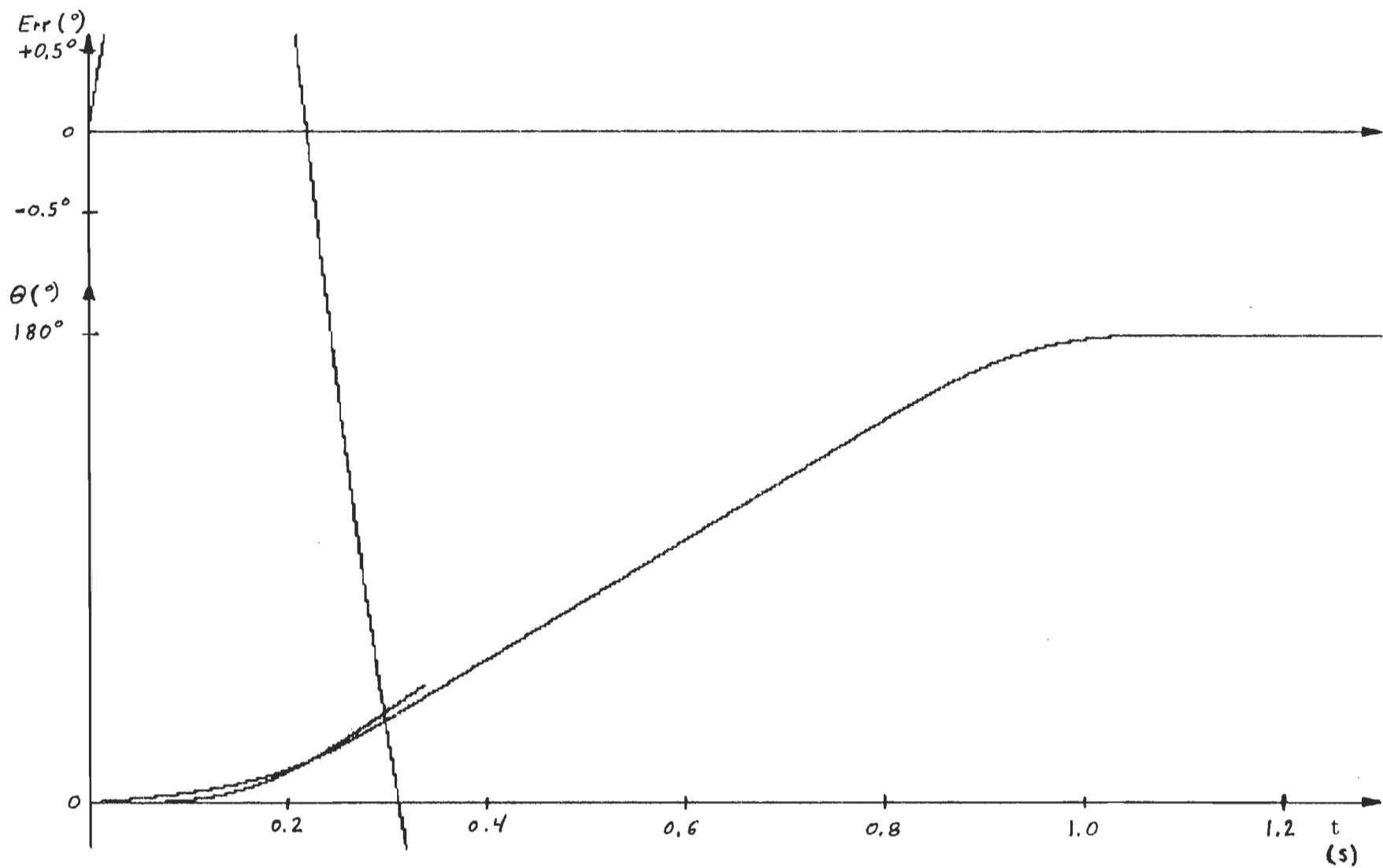


Figure 5.15 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 1.0 kg.

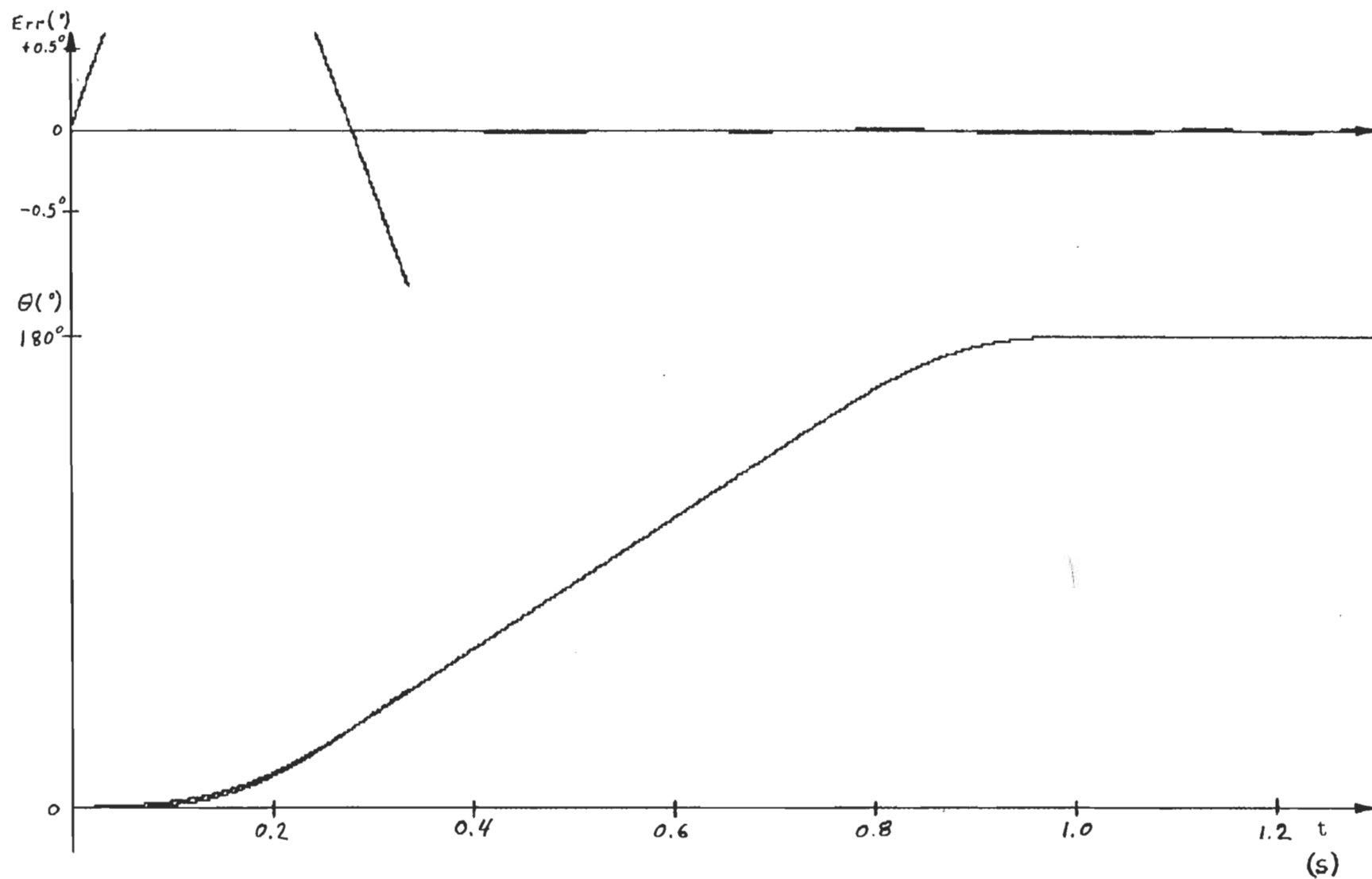


Figure 5.16 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 2.0 kg.

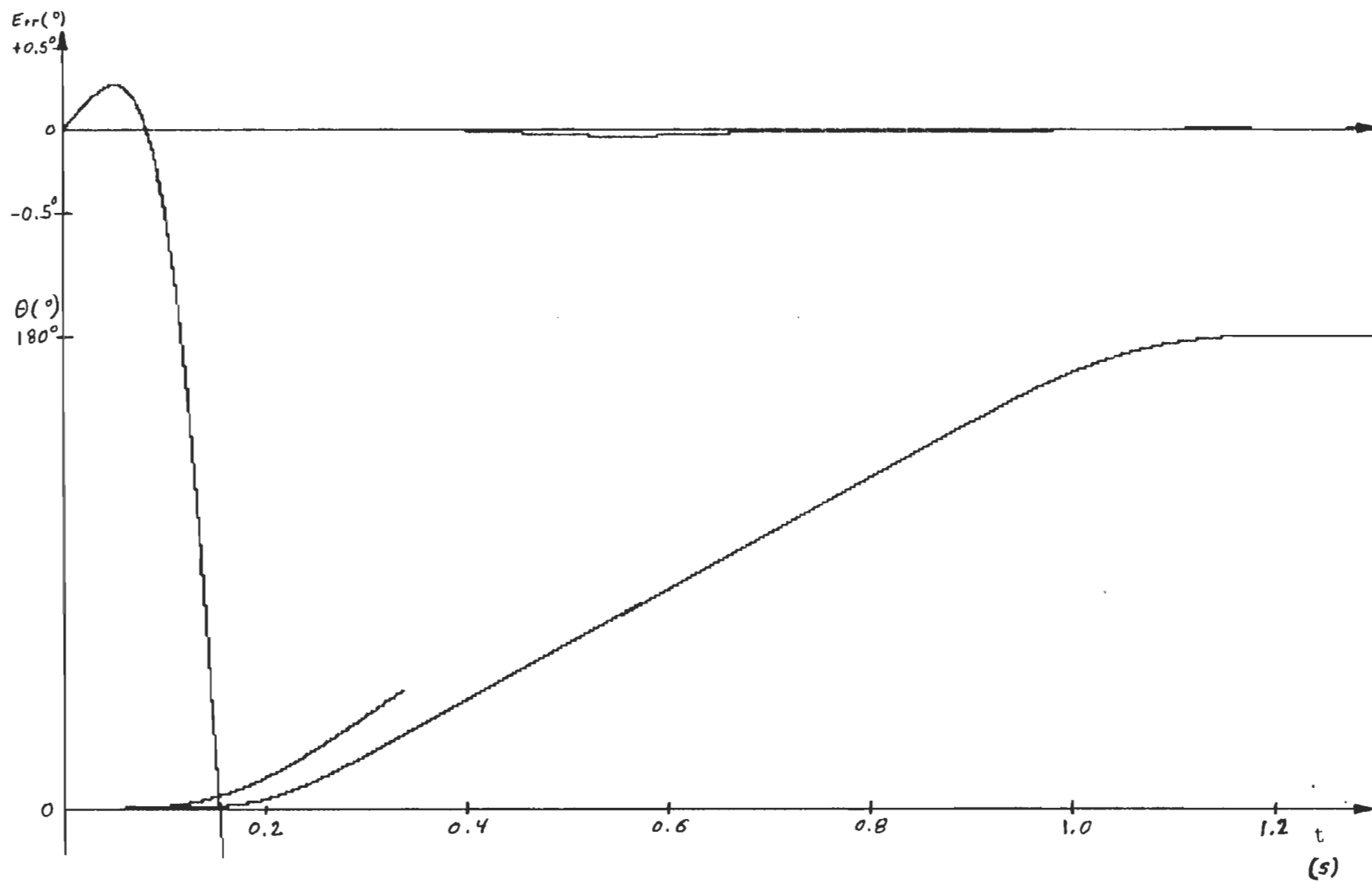


Figure 5.17 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.

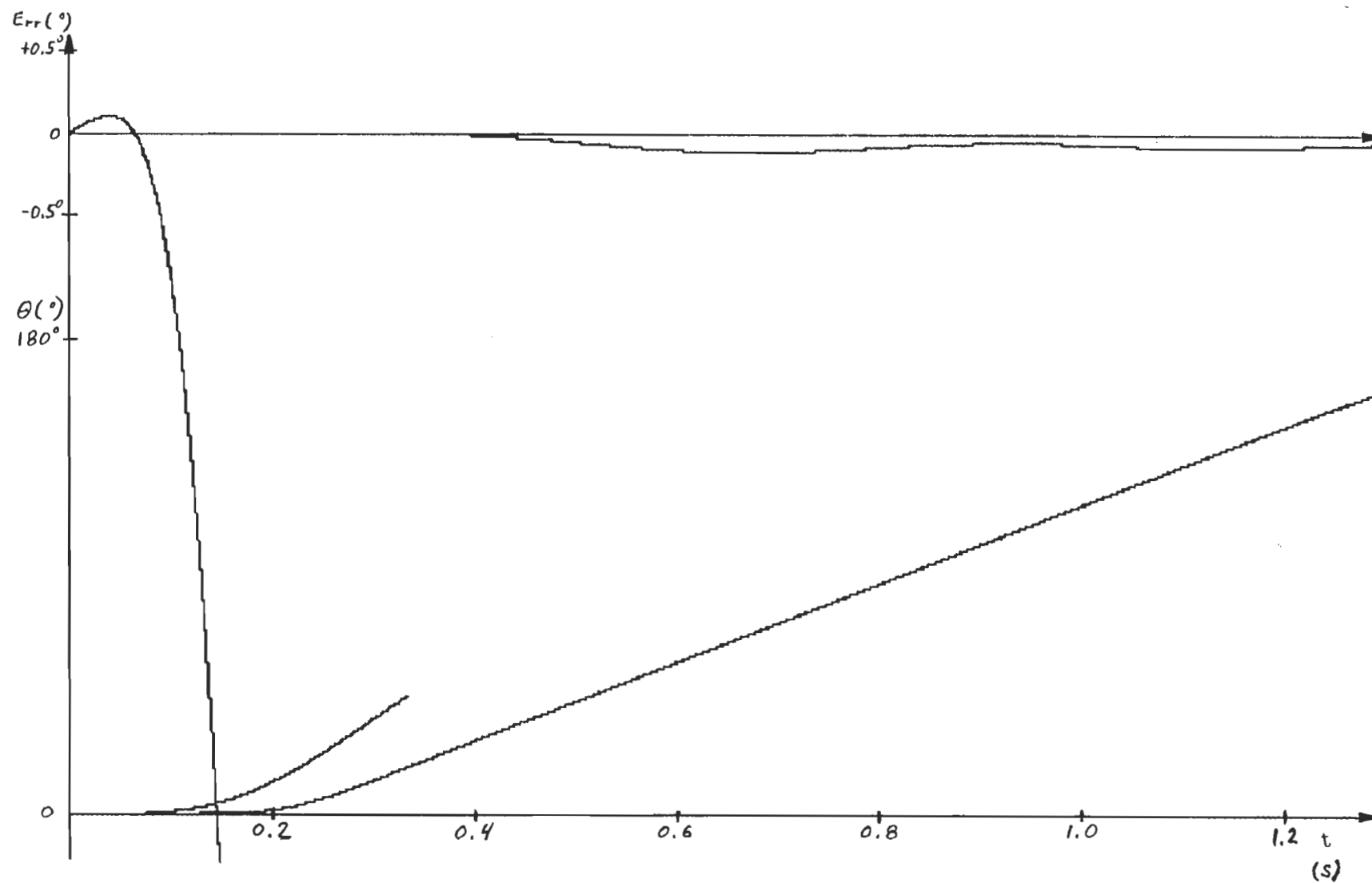


Figure 5.18 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 10.0 kg.

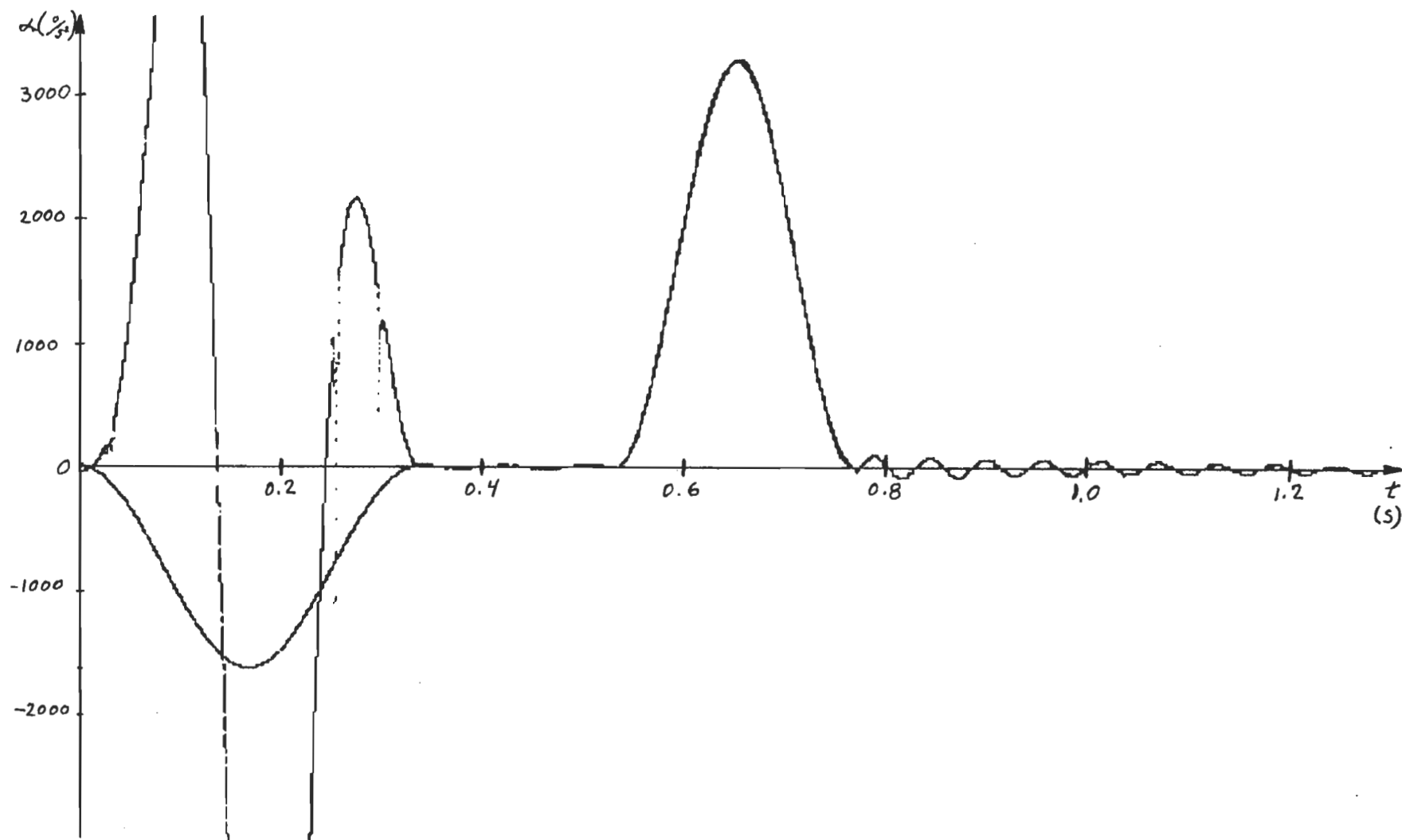


Figure 5.19 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 0.25 kg.

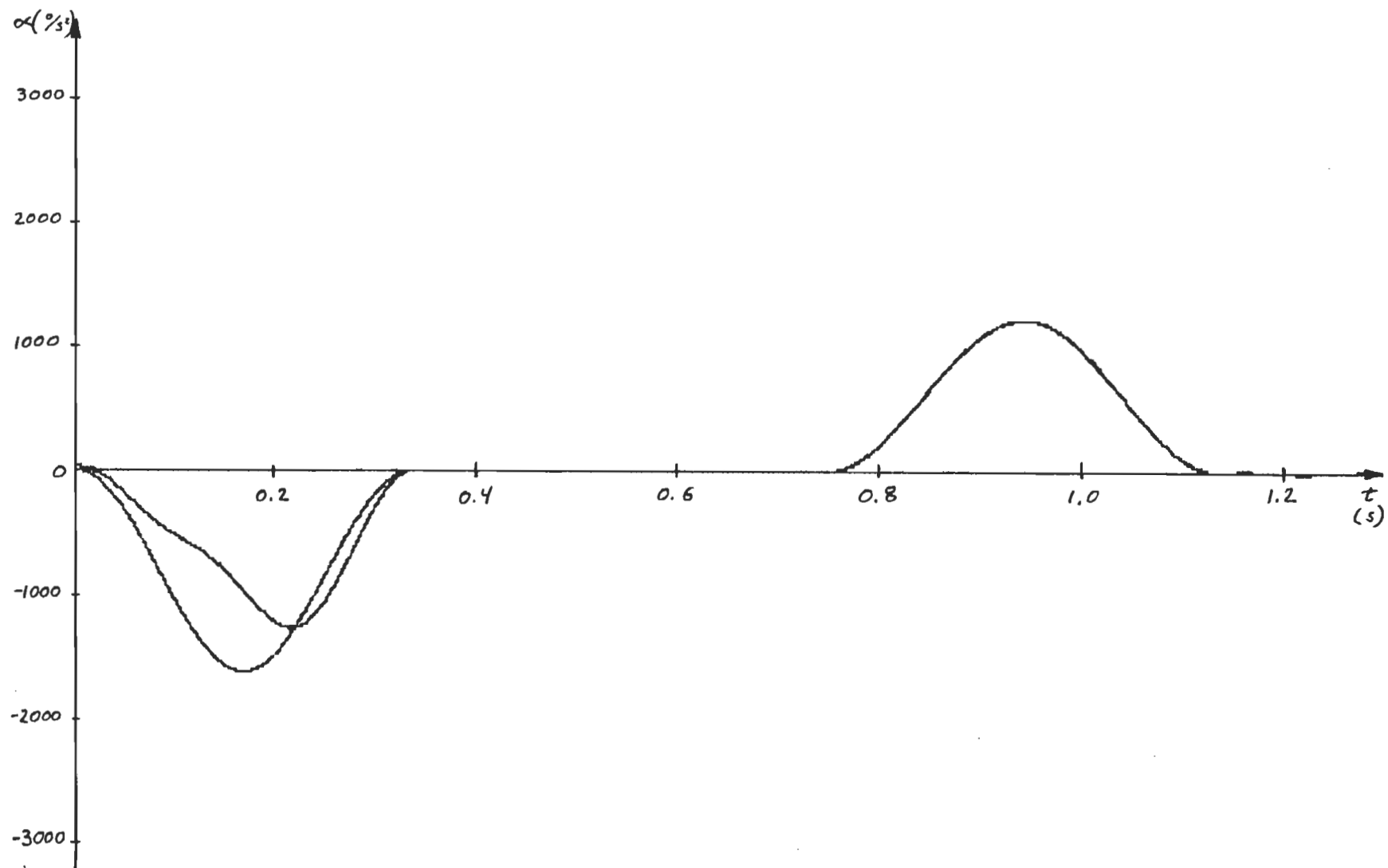


Figure 5.20 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 1.0 kg.

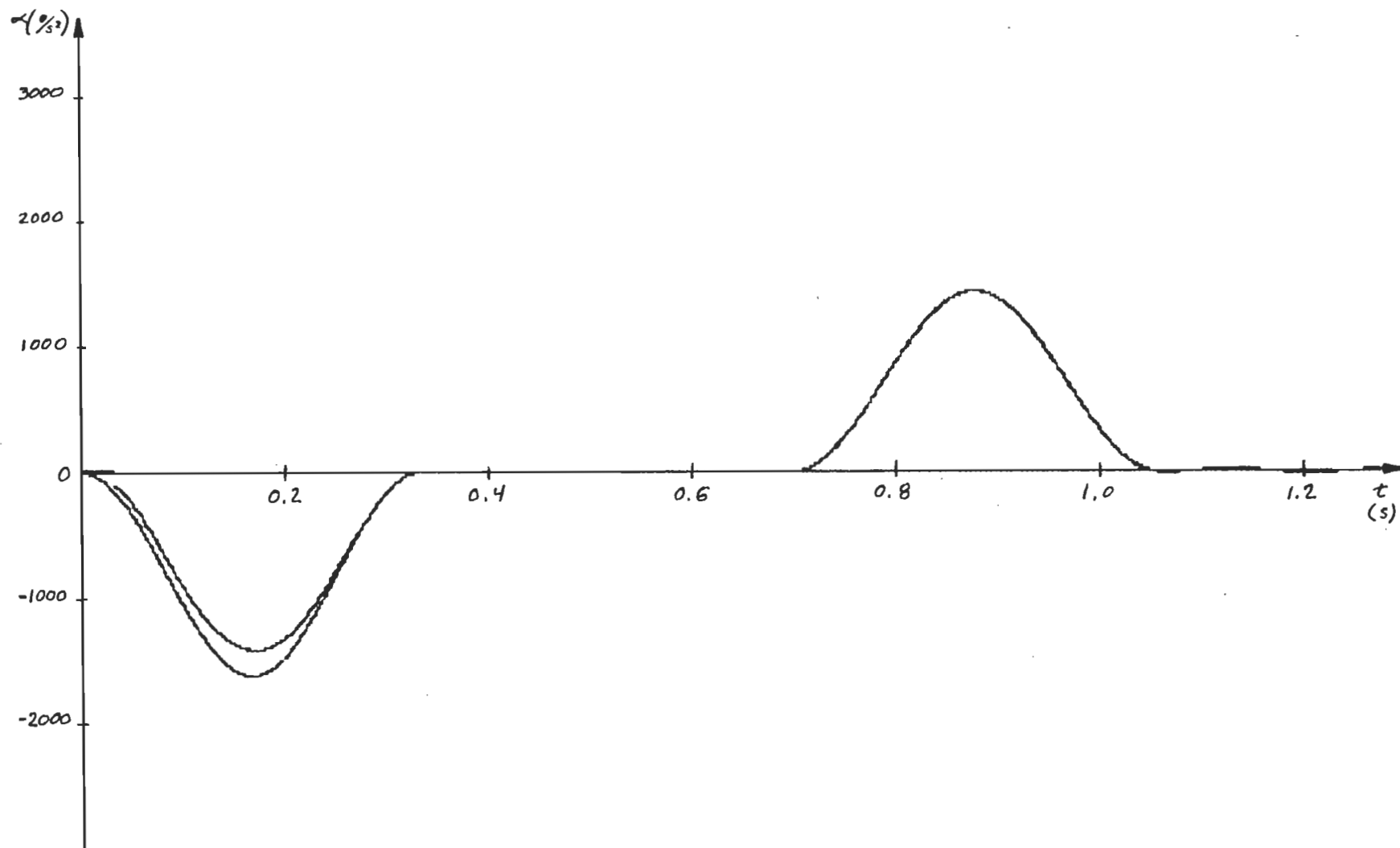


Figure 5.21 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 2.0 kg.

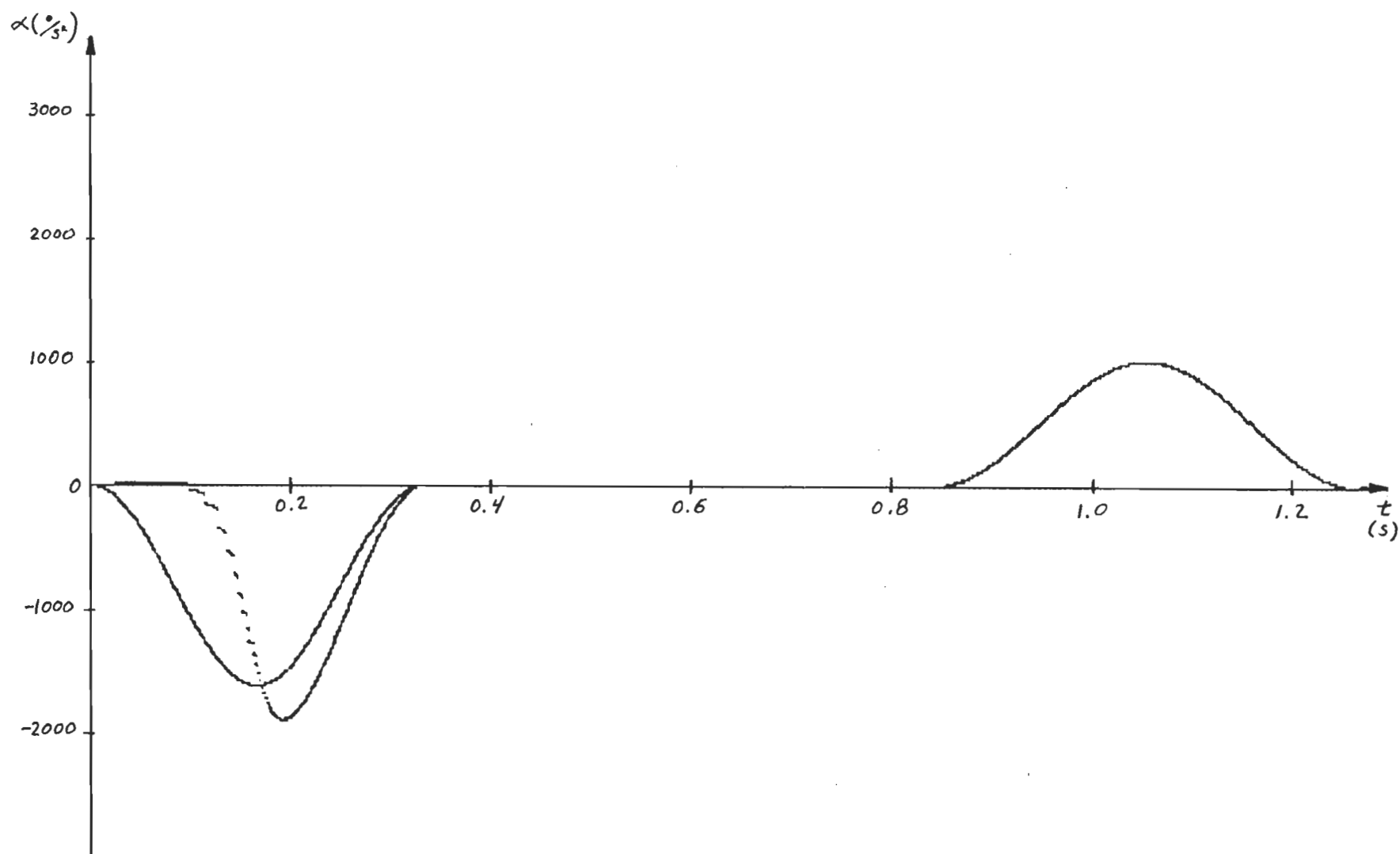


Figure 5.22 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.

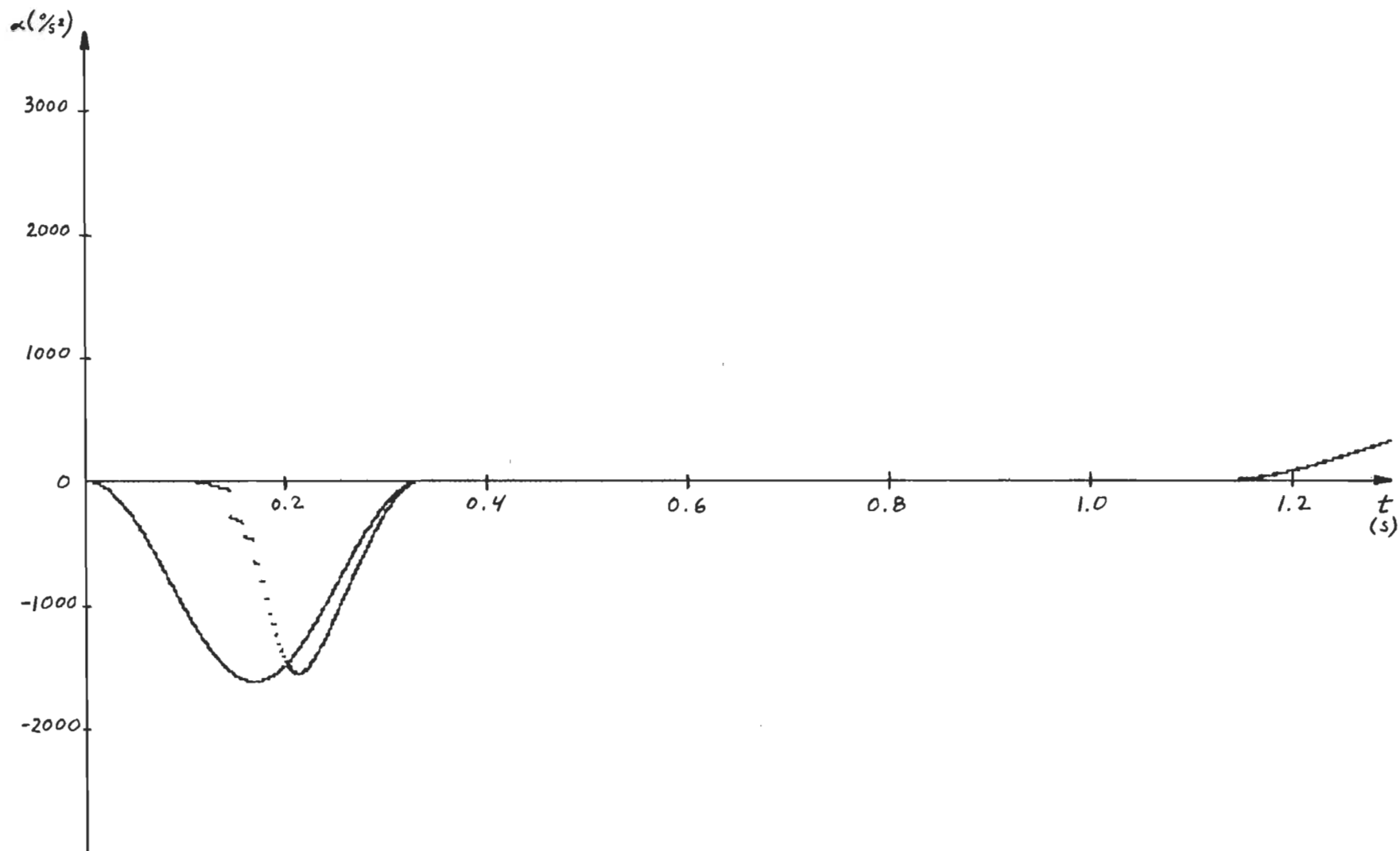


Figure 5.23 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 10.0 kg.

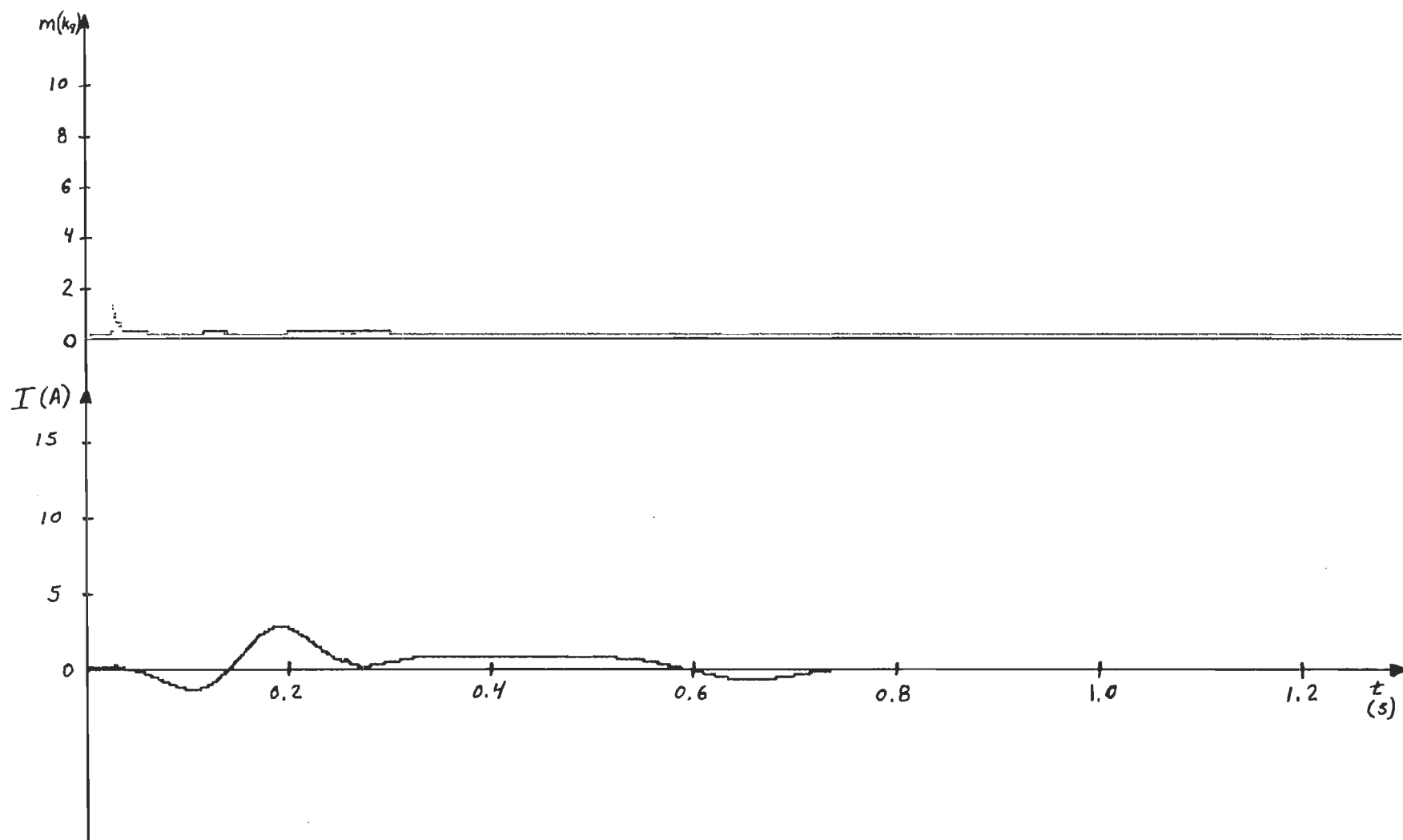


Figure 5.24 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 0.25 kg.

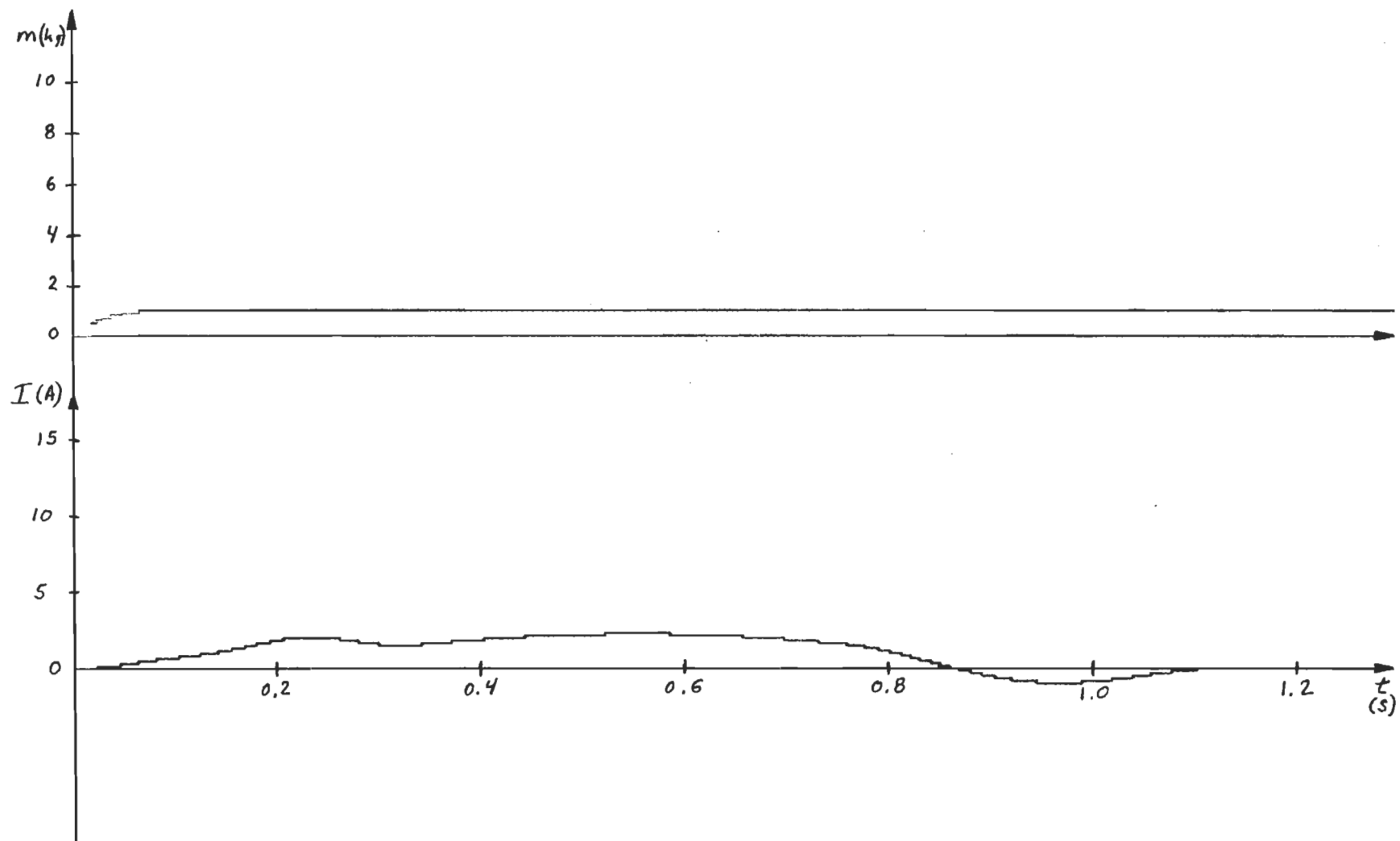


Figure 5.25 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 1.0 kg.

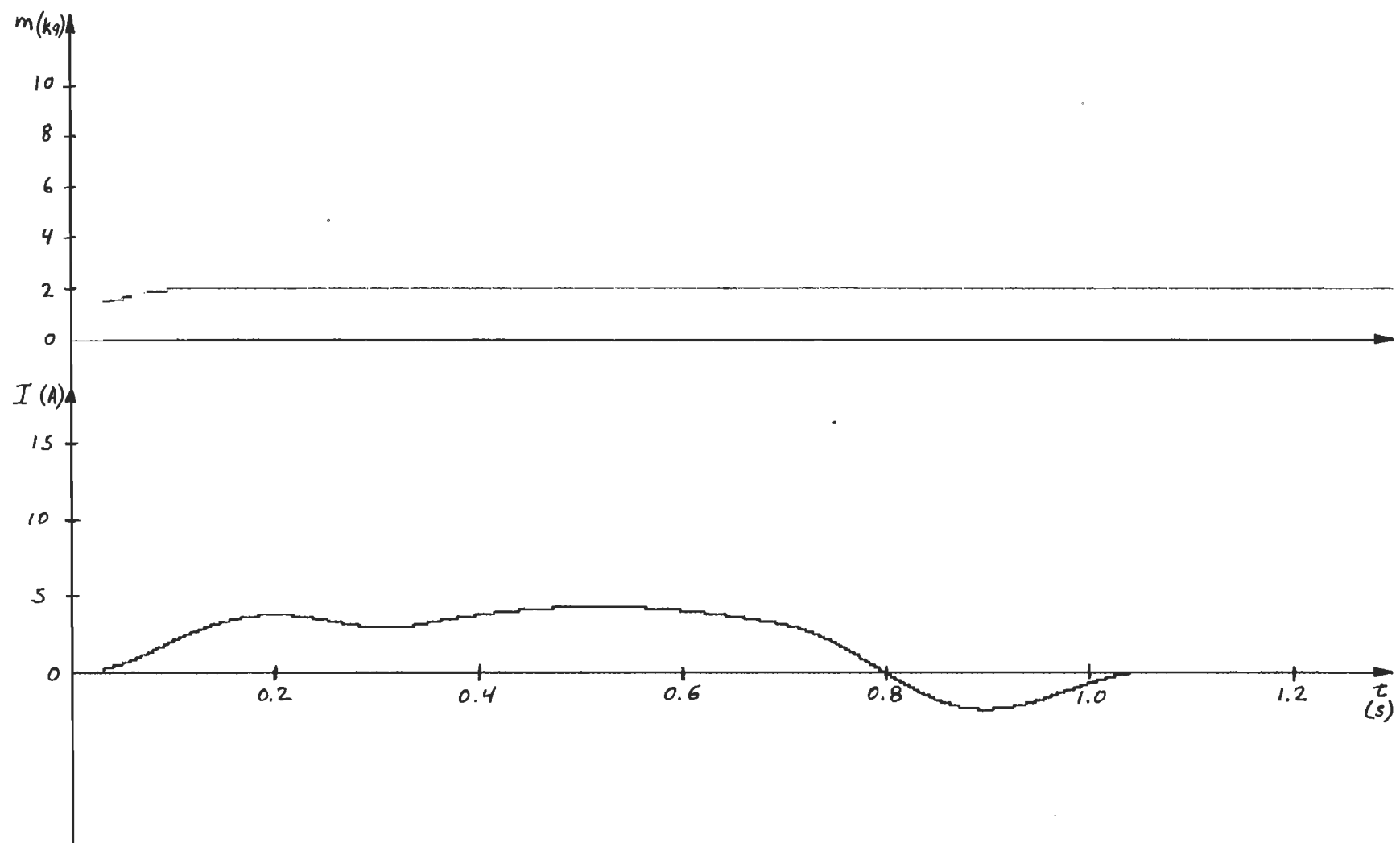


Figure 5.26 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 2.0 kg.

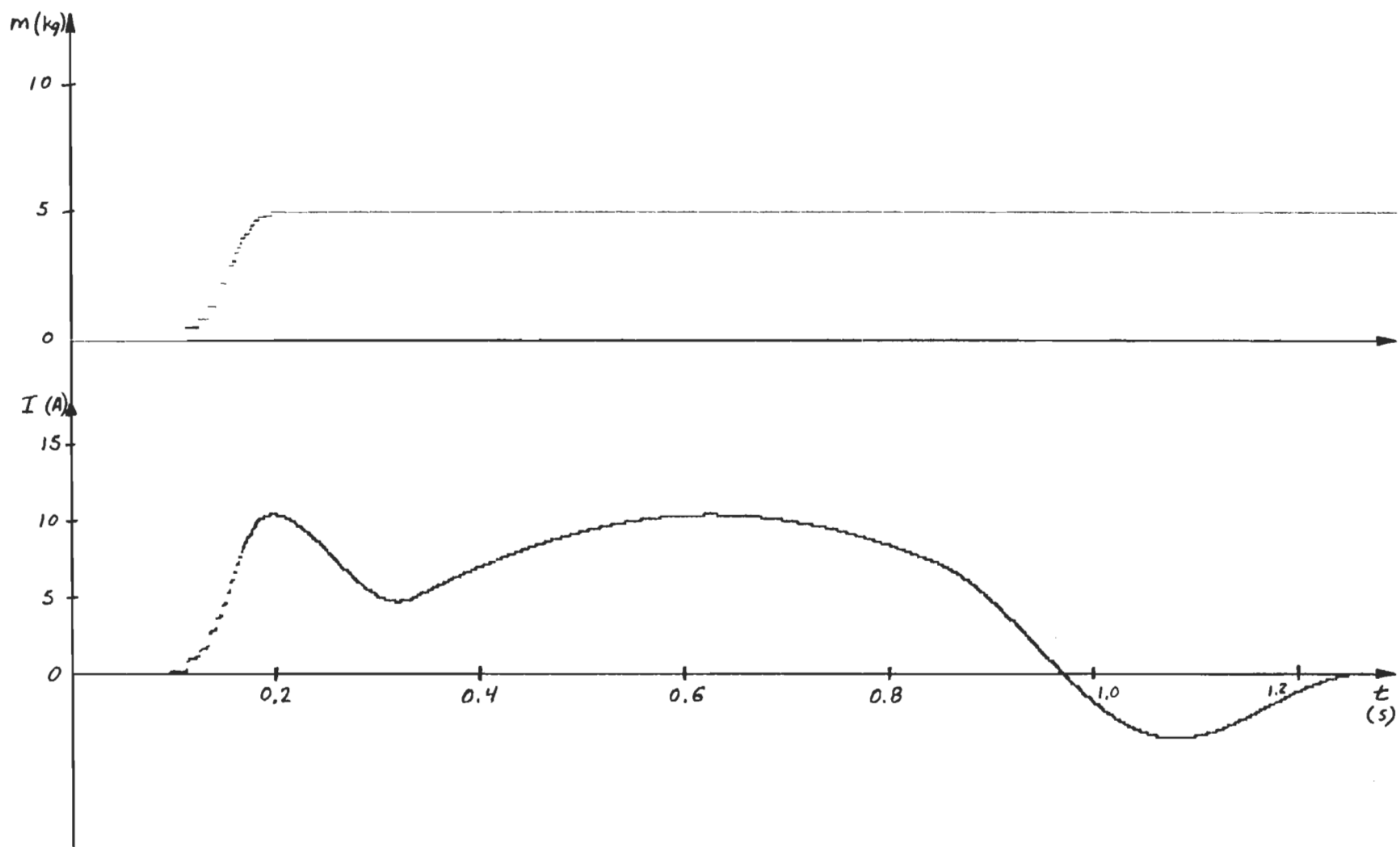


Figure 5.27 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.

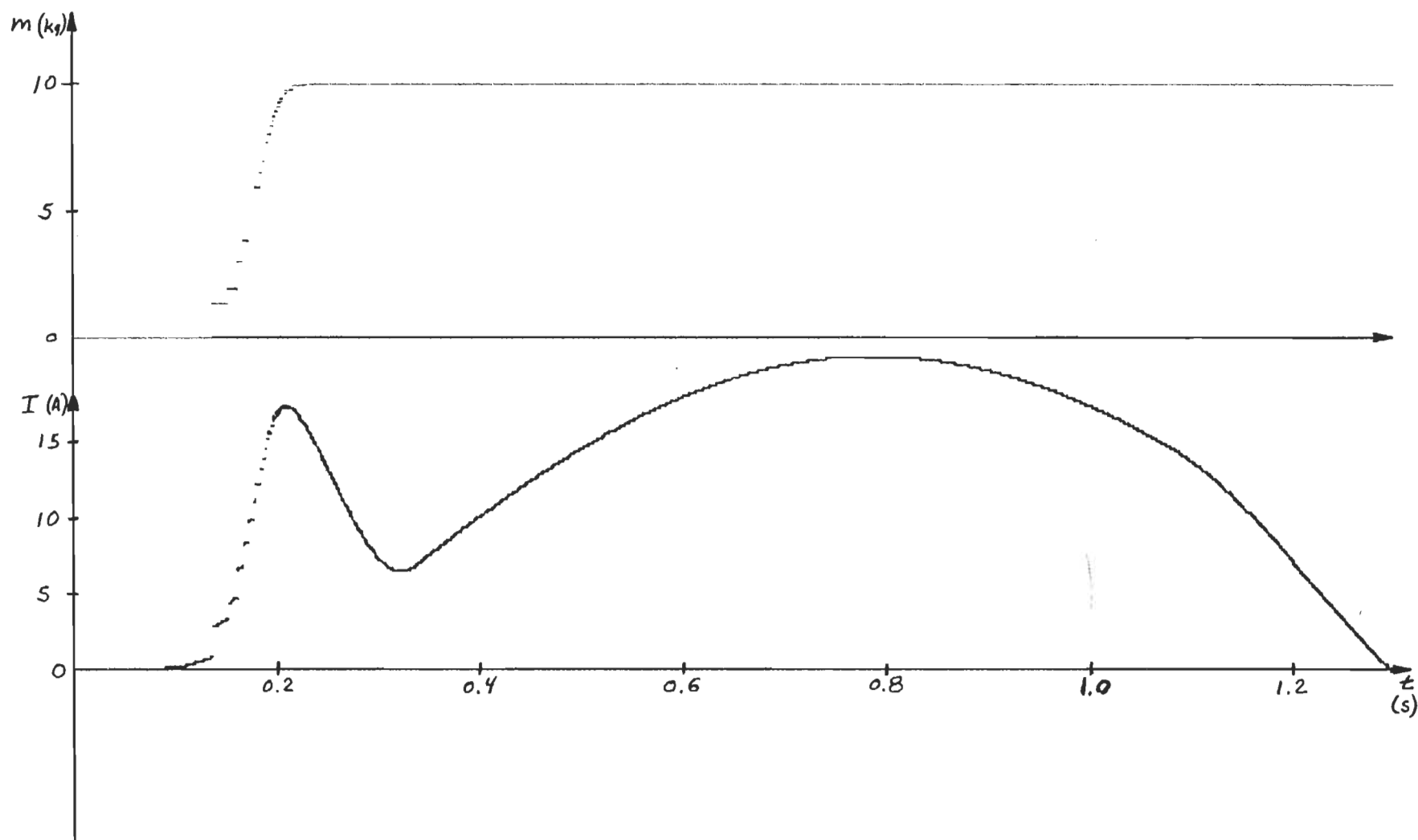


Figure 5.28 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 10.0 kg.

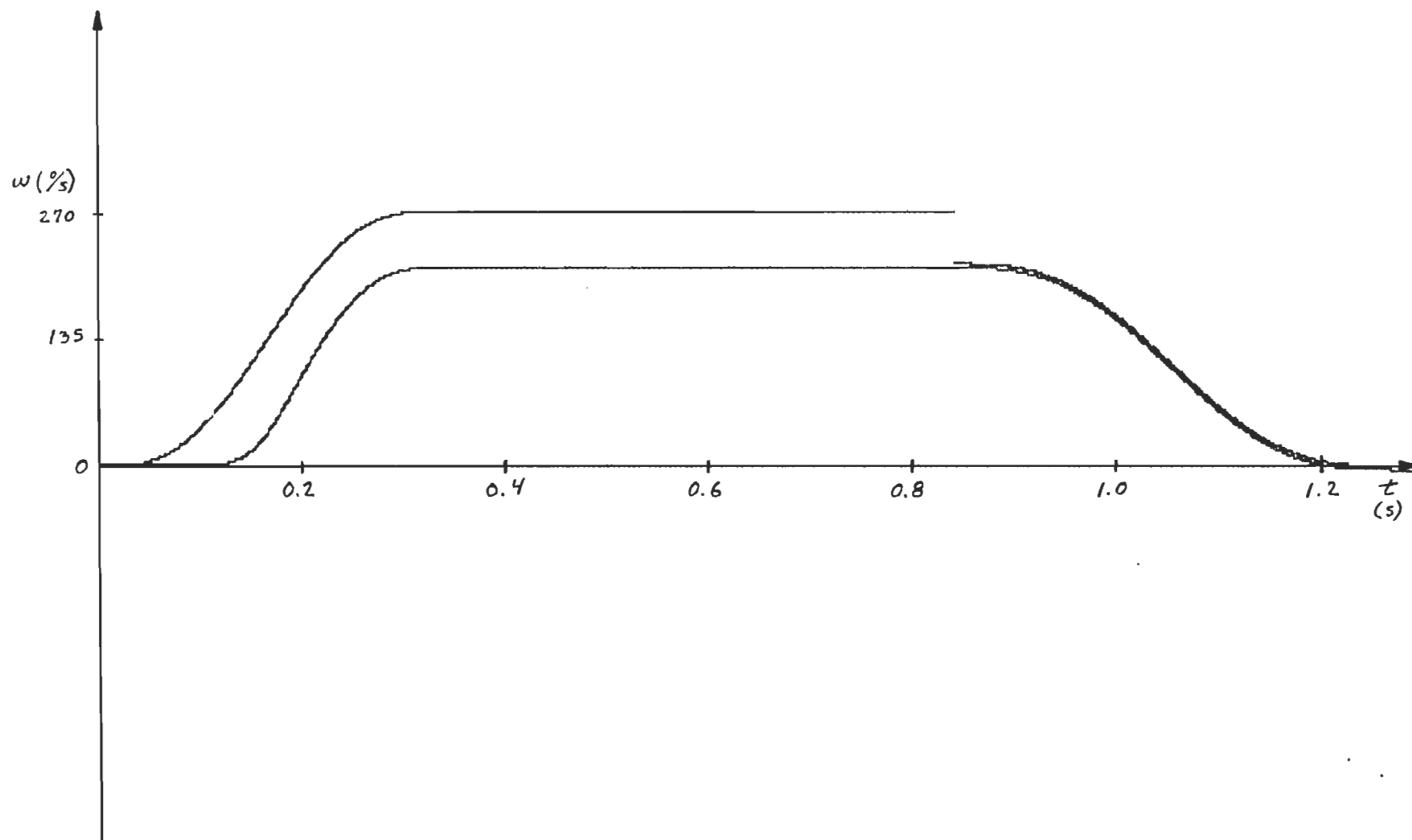


Figure 5.29 Vitesse de référence et vitesse actuelle pour un parcours de 0° à 180° et une masse de 5.0 kg.

Cette première série de mesures nous amène à constater la précision du suivi de la trajectoire prédéterminée, les courbes de la position actuelle chevauchant la référence à partir du début de la période de vitesse constante, jusqu'à la consigne de position. L'erreur est de l'ordre de l'incrément du capteur de position durant les deux dernières périodes. Par contre le temps nécessaire pour effectuer le déplacement peut être supérieur au temps initialement prévu, ce retard est attribuable au délai requis pour estimer la grandeur des paramètres. En effet lors du démarrage au point bas, seul le couple dû au courant influence le montage, ainsi l'accélération est faible, alors un certain temps s'écoule avant que le nombre d'encoches du capteur de position nécessaire pour évaluer la vitesse et l'accélération soit franchis.

L'accélération est douce pour des masses comprises entre 1.0 kg et 10 kg, en dessous de 1.0 kg le système est sous-amorti, au dessus de 10 kg chaque nouvelle encoche précise l'estimation des paramètres et fait bondir le couple par incréments.

Les courbes de courant reflètent le couple demandé par l'accélération et par la force de gravité. L'estimation des paramètres est pondérée ce qui lui confère une certaine stabilité, mais en contre-partie un temps de réaction non-négligeable.

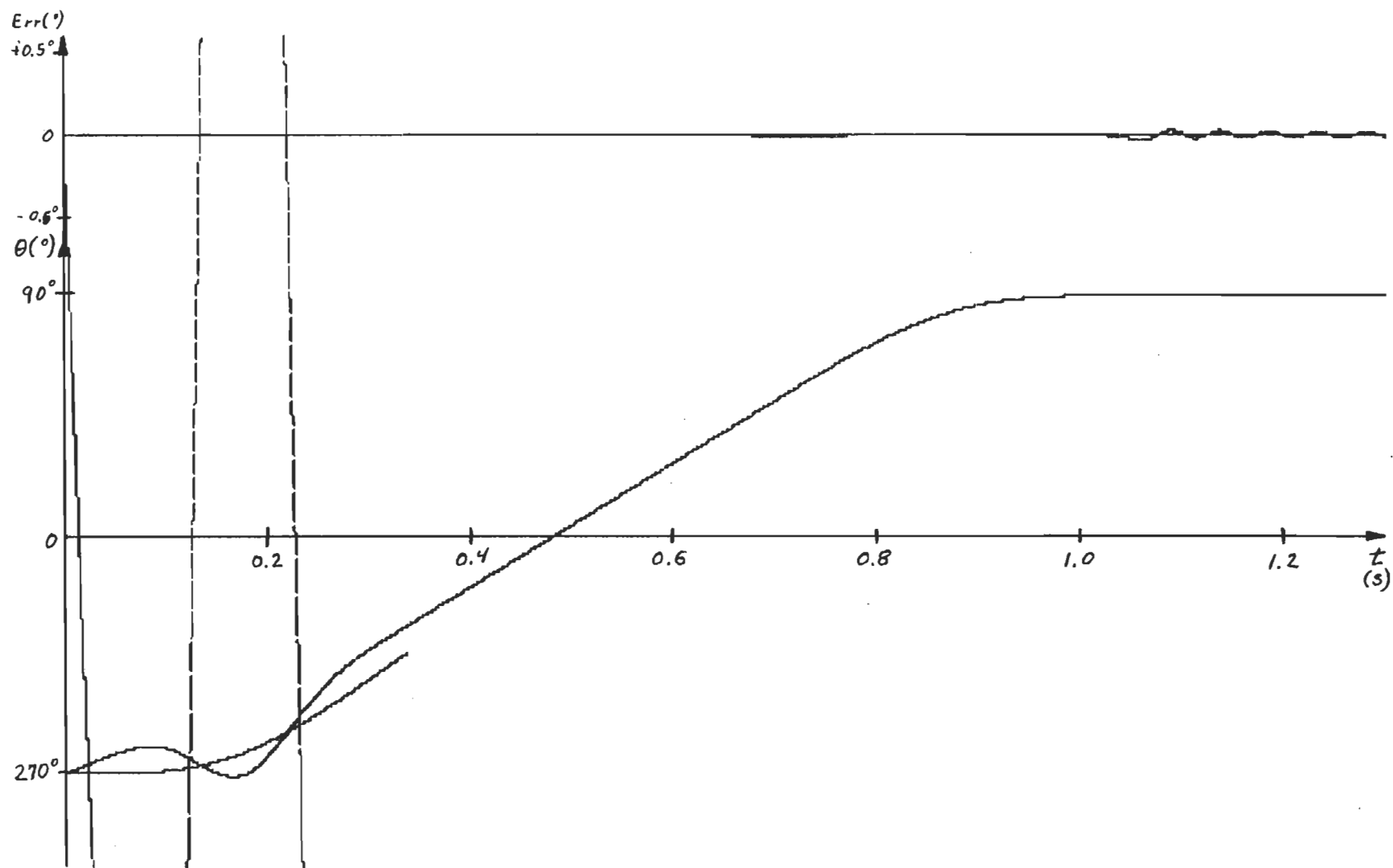


Figure 5.30 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 0.2 kg.

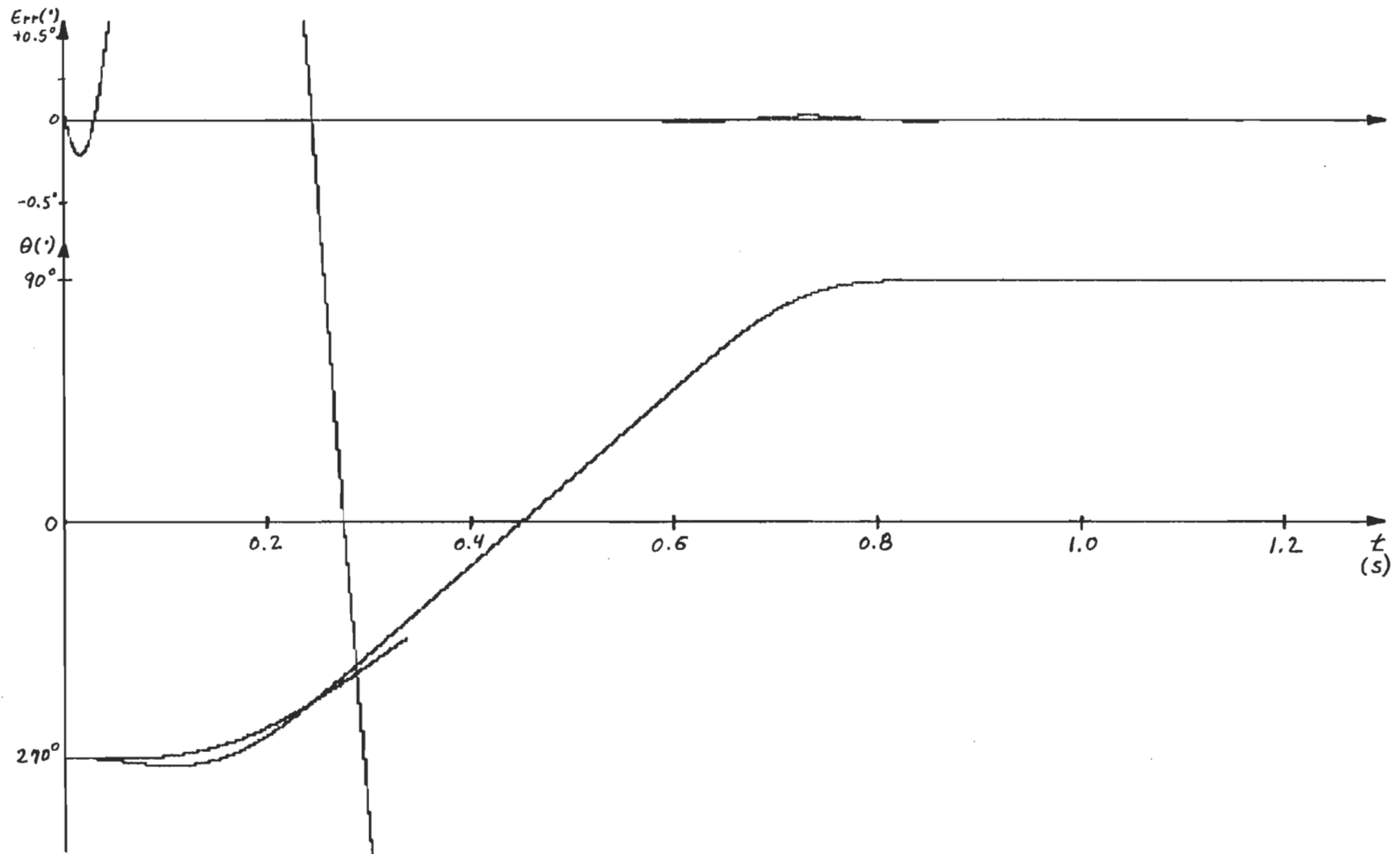


Figure 5.31 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.

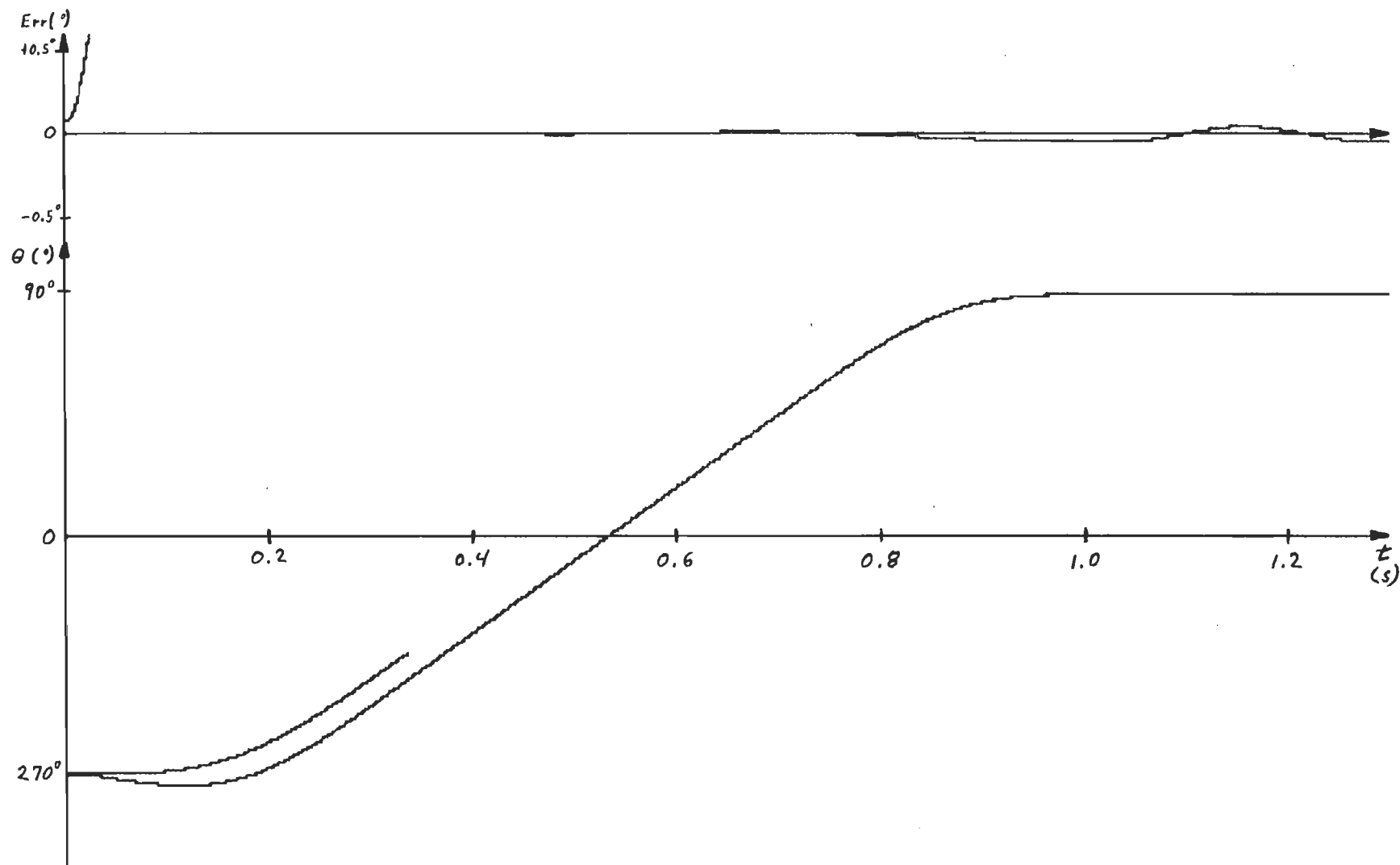


Figure 5.32 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.

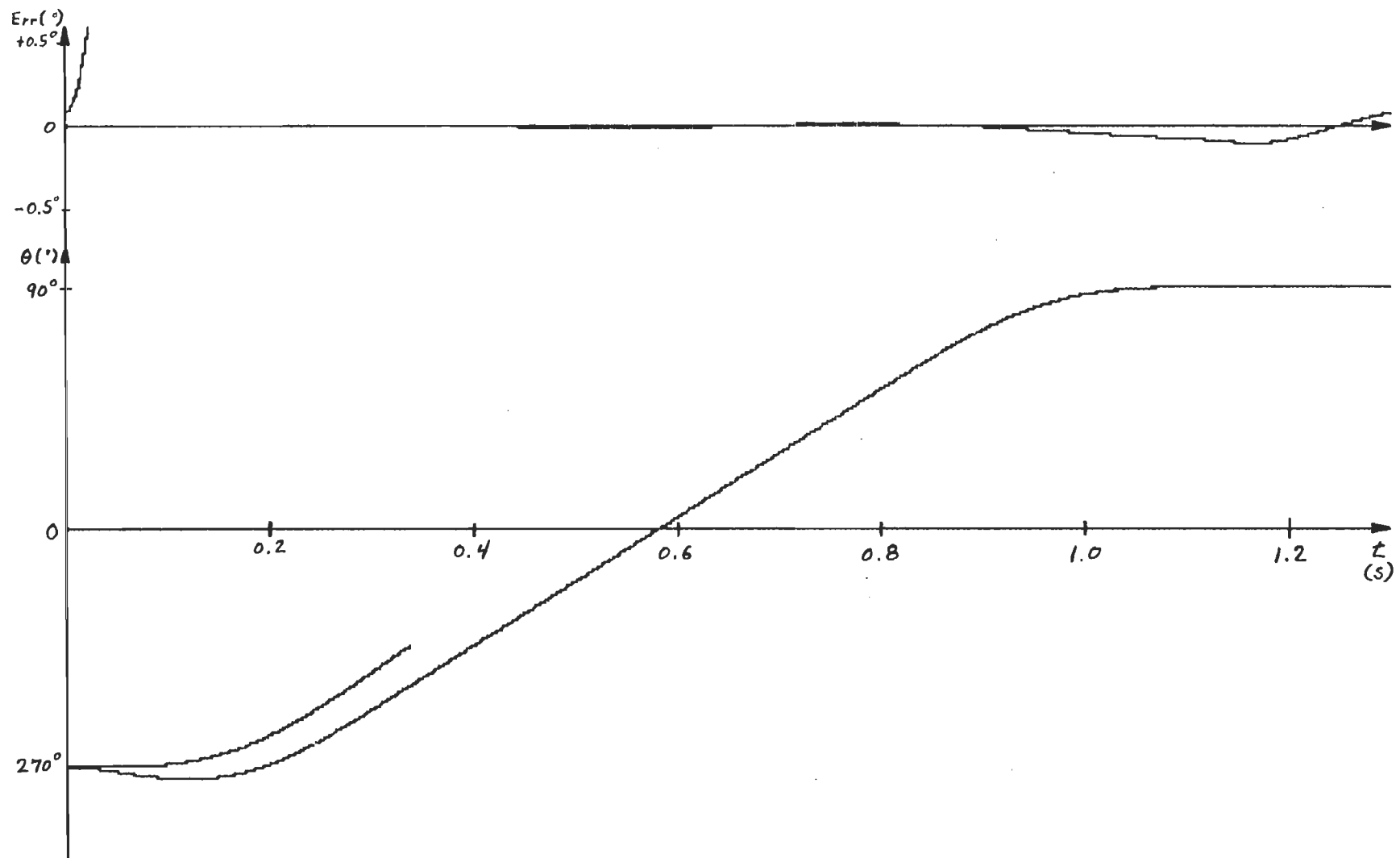


Figure 5.33 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 10.0 kg.

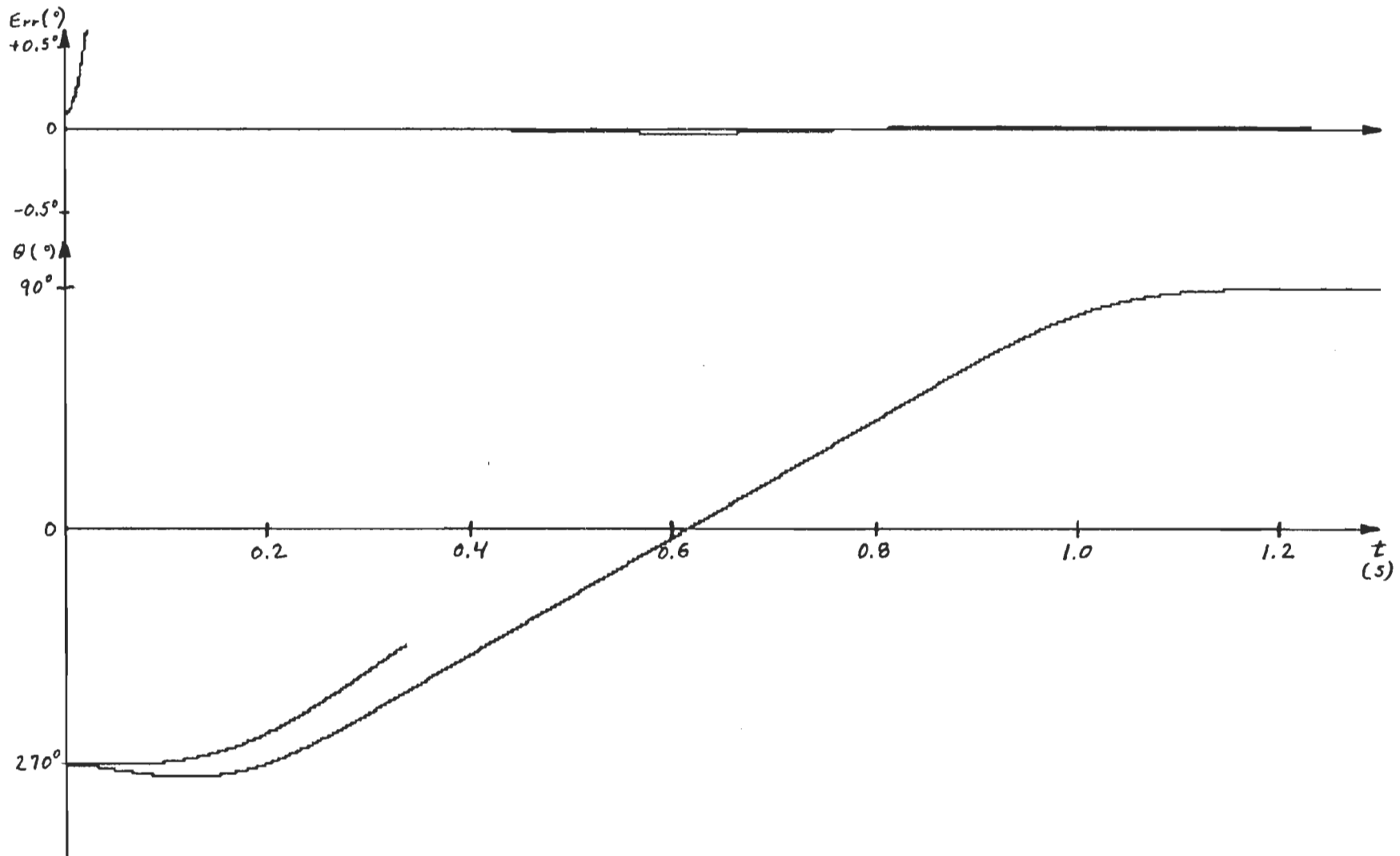


Figure 5.34 Position de référence, trajectoire actuelle et erreur de position, pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 20.0 kg.

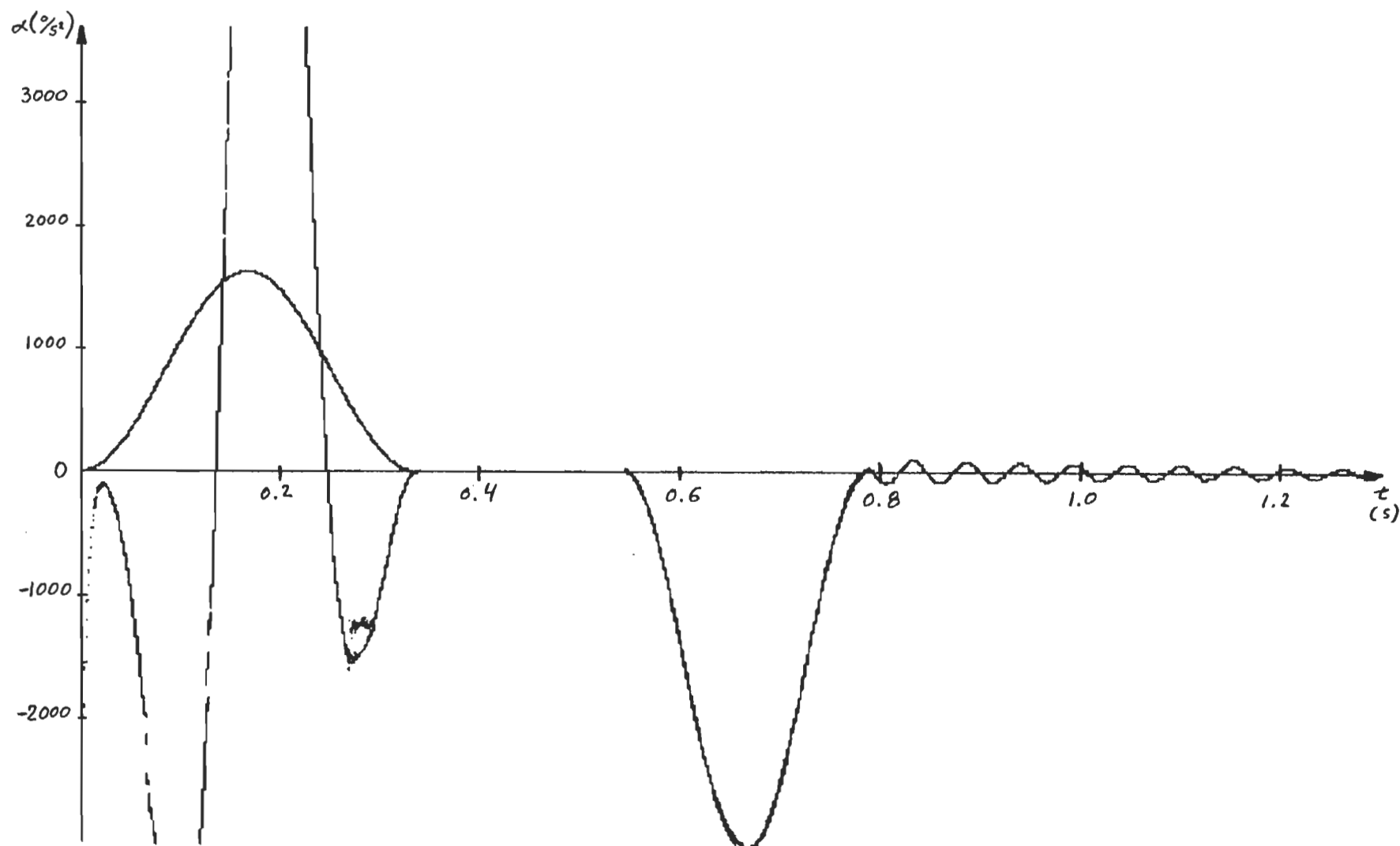


Figure 5.35 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 0.2 kg.

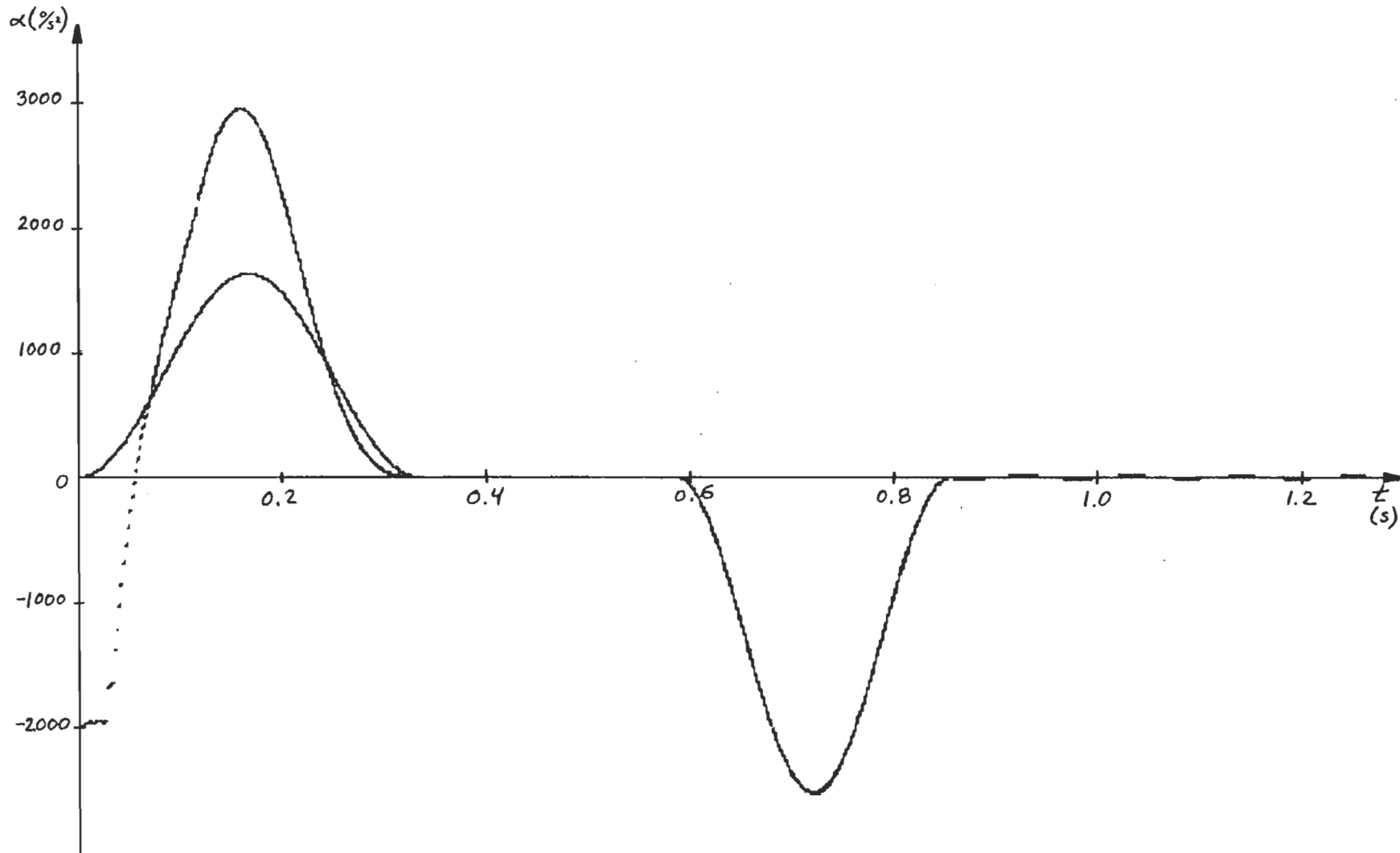


Figure 5.36 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.

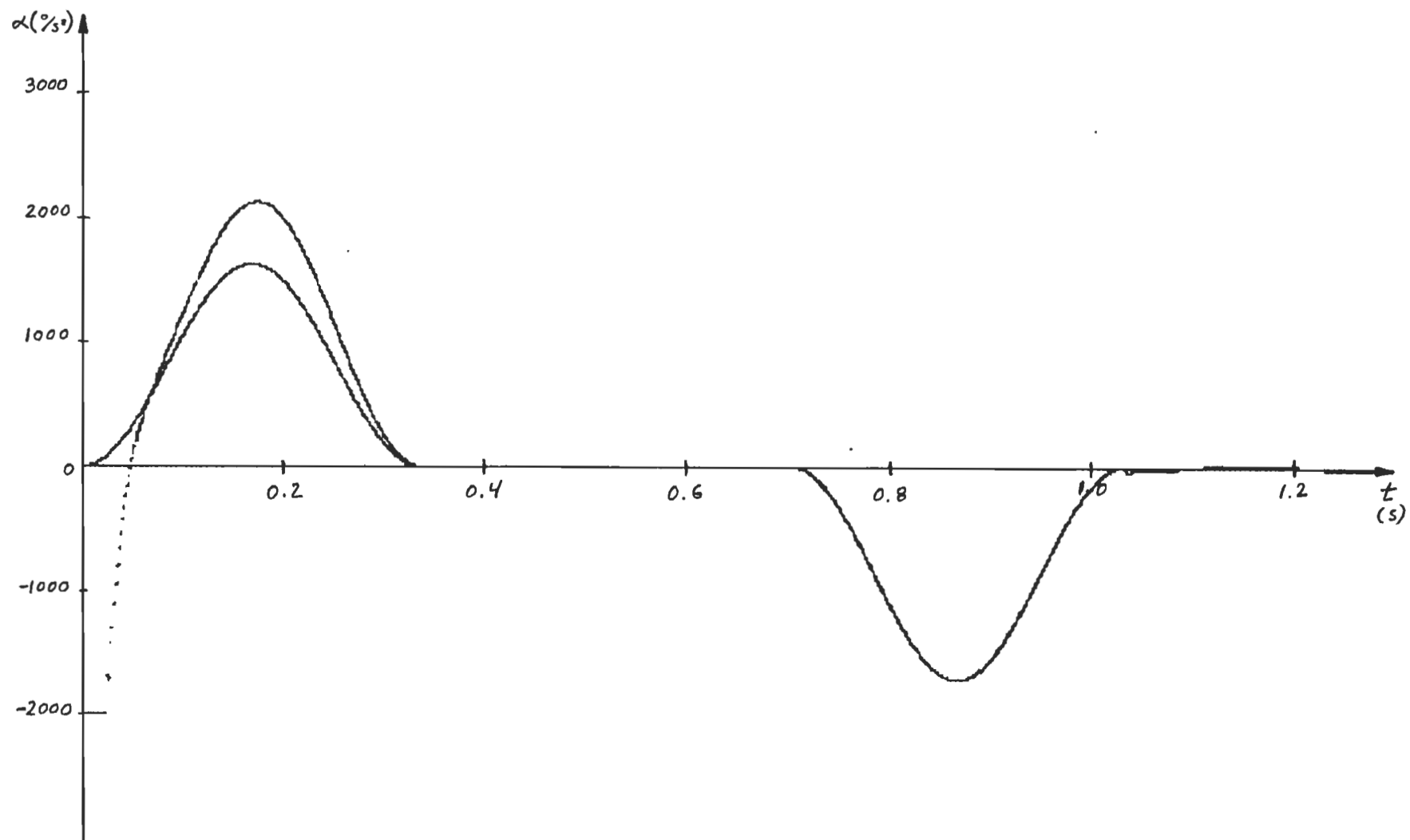


Figure 5.37 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.

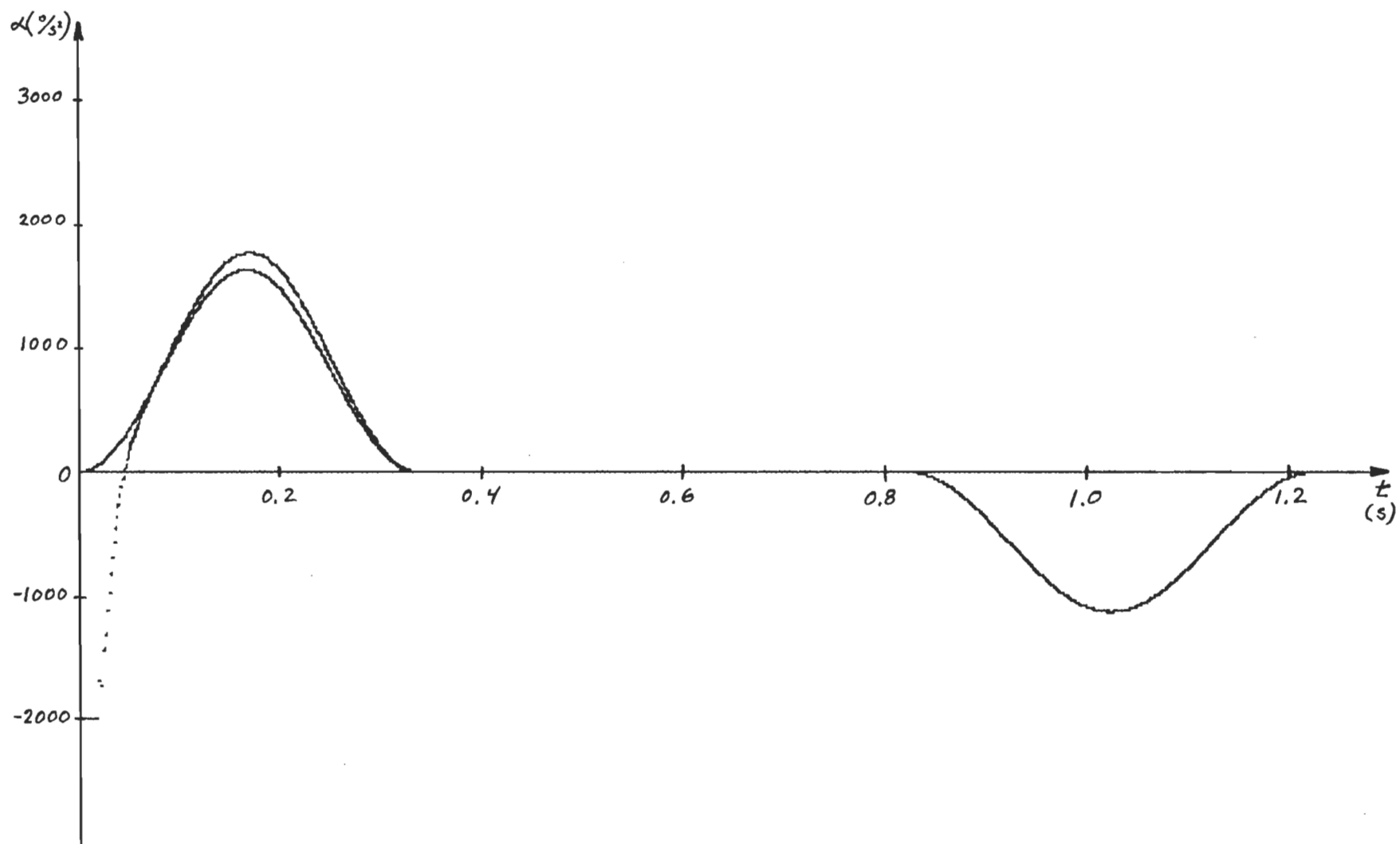


Figure 5.38 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 20.0 kg.

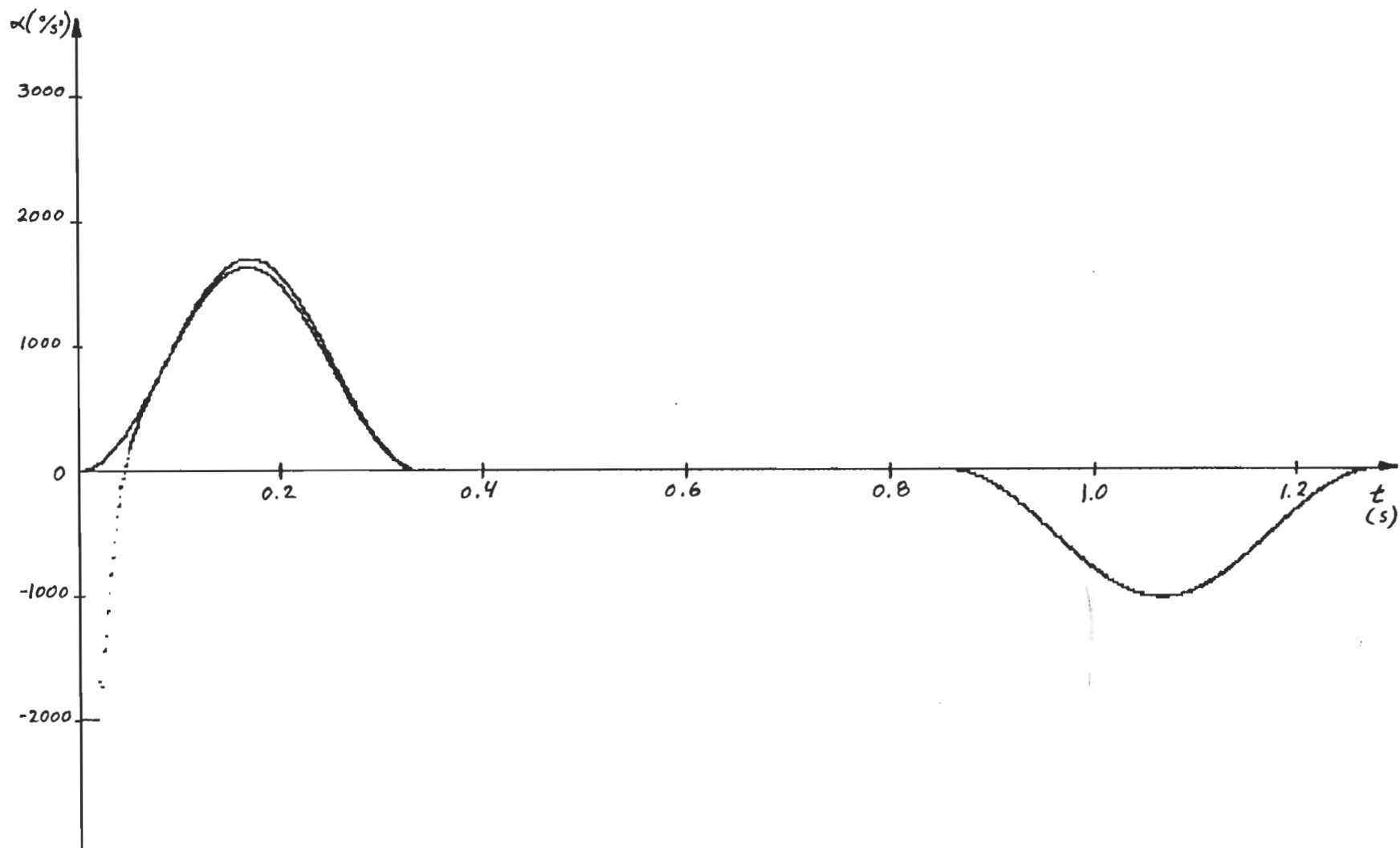


Figure 5.39 Accélération de référence et accélération actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 40.0 kg.

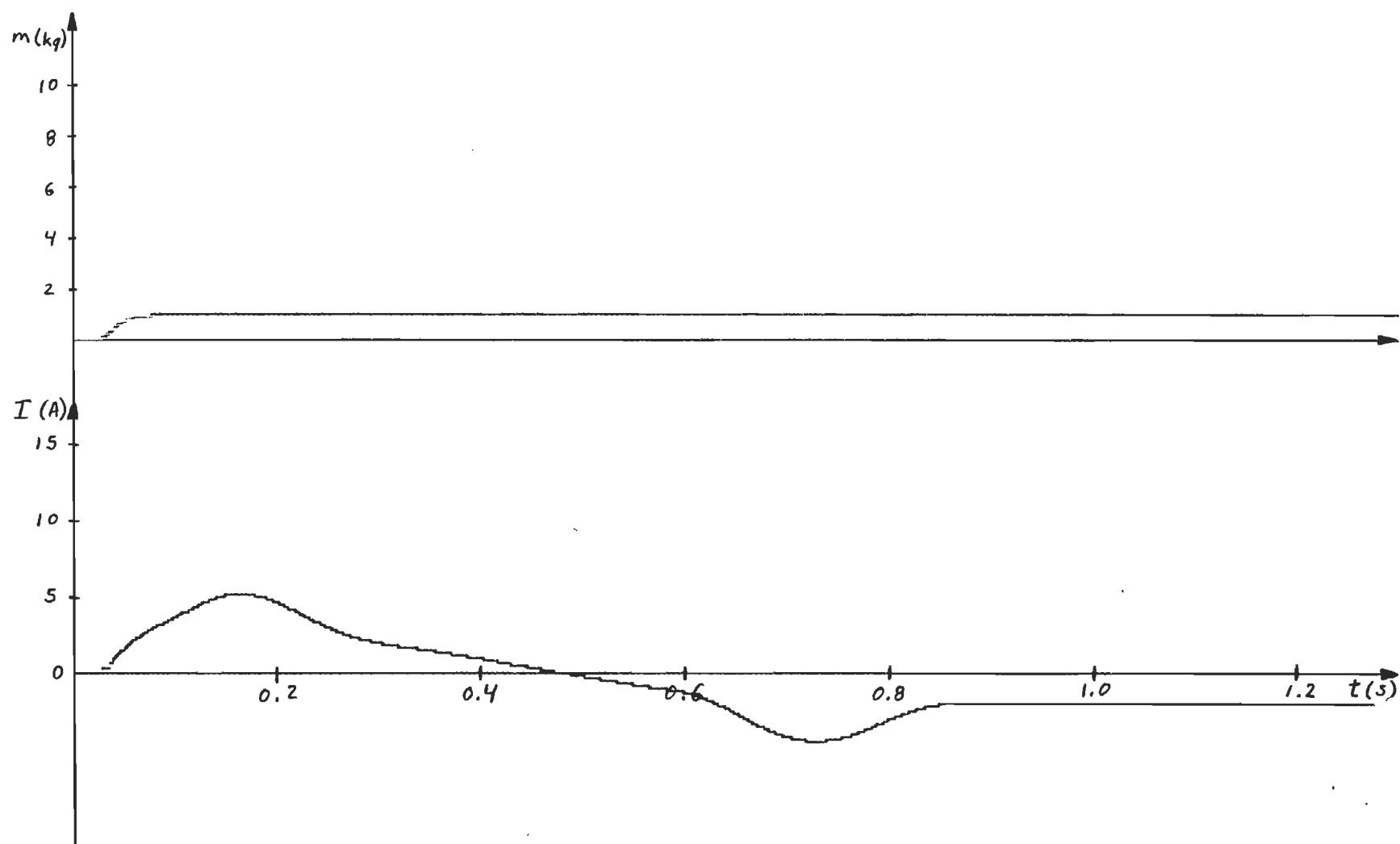


Figure 5.40 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 1.0 kg.

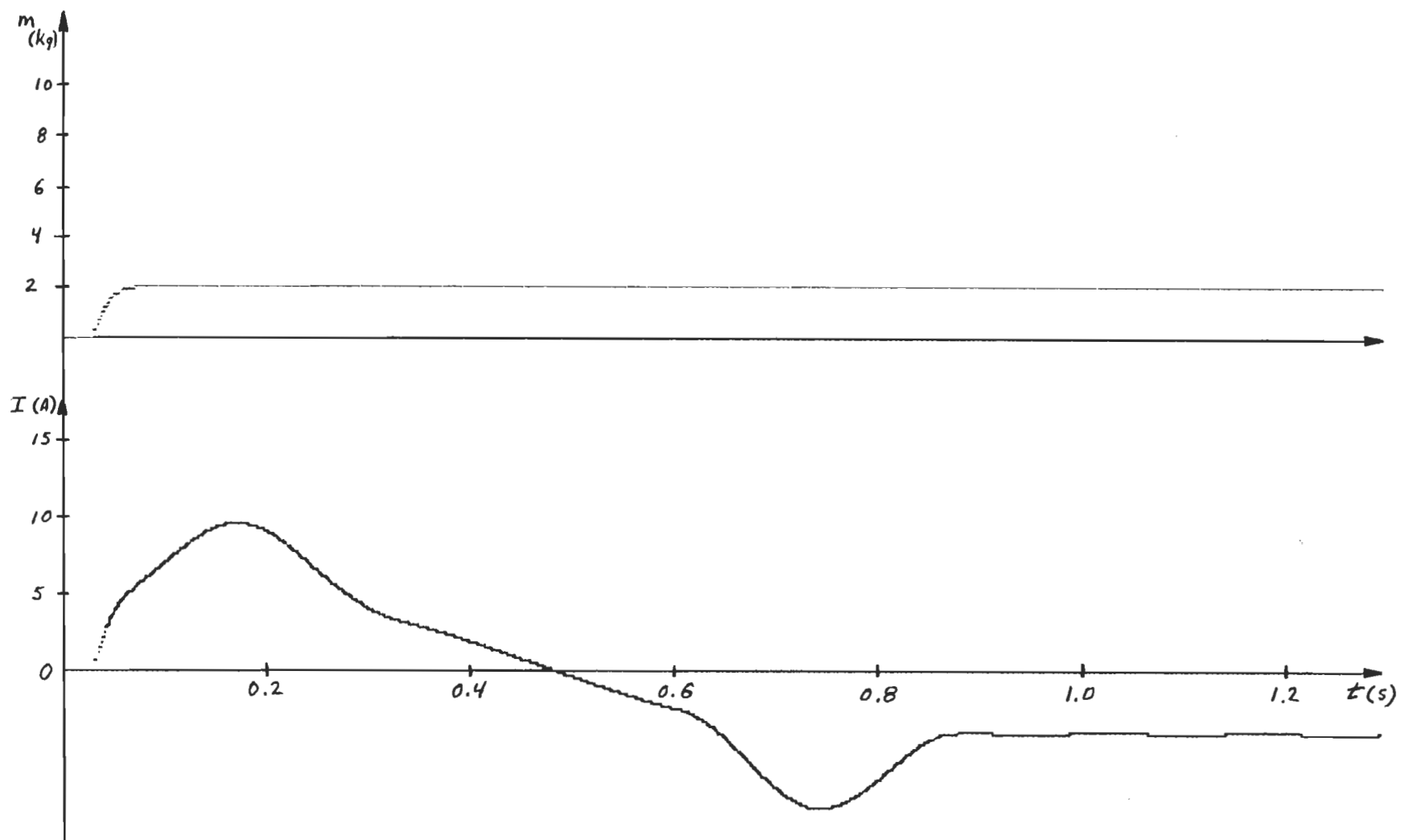


Figure 5.41 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 2.0 kg.

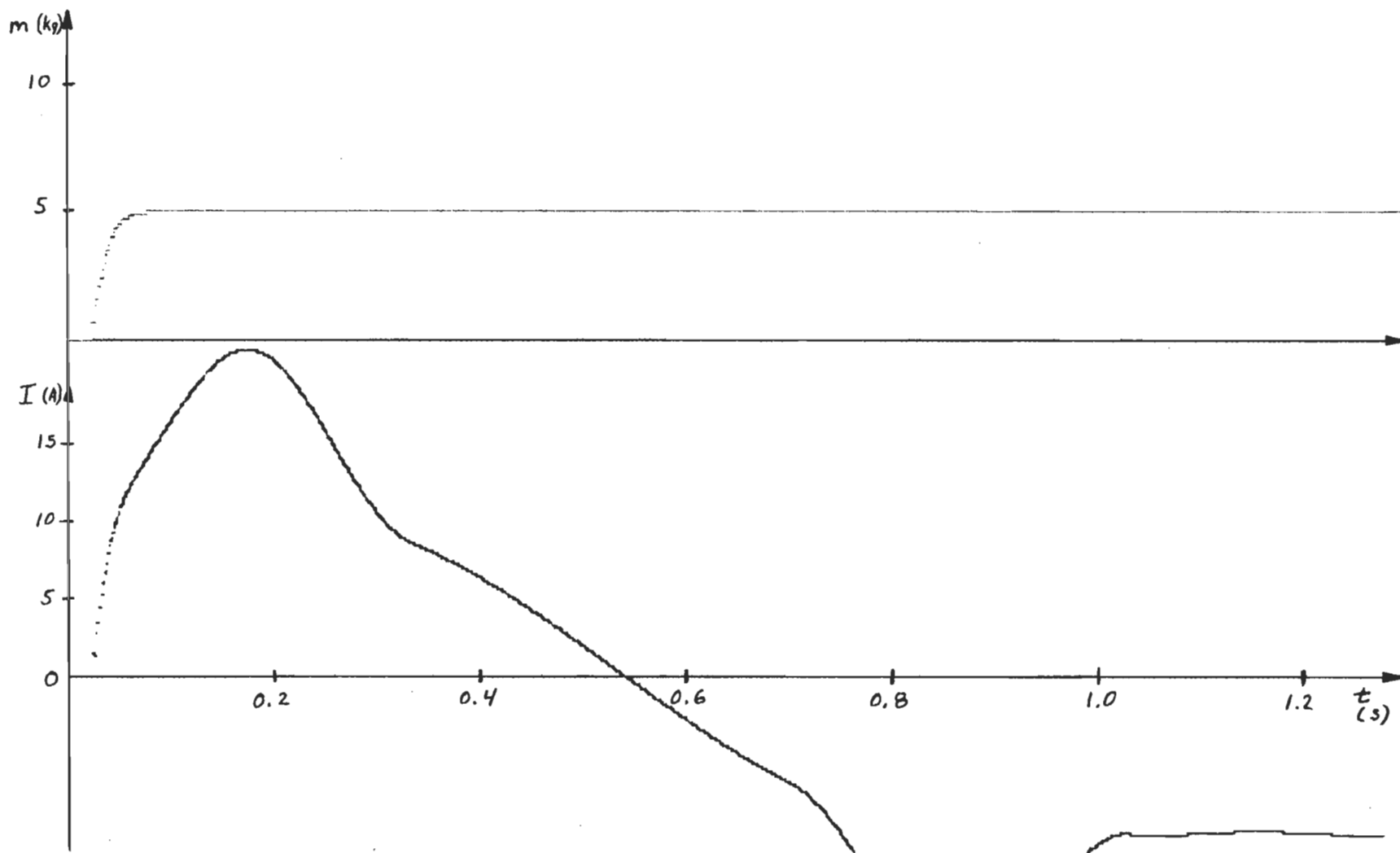


Figure 5.42 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 5.0 kg.

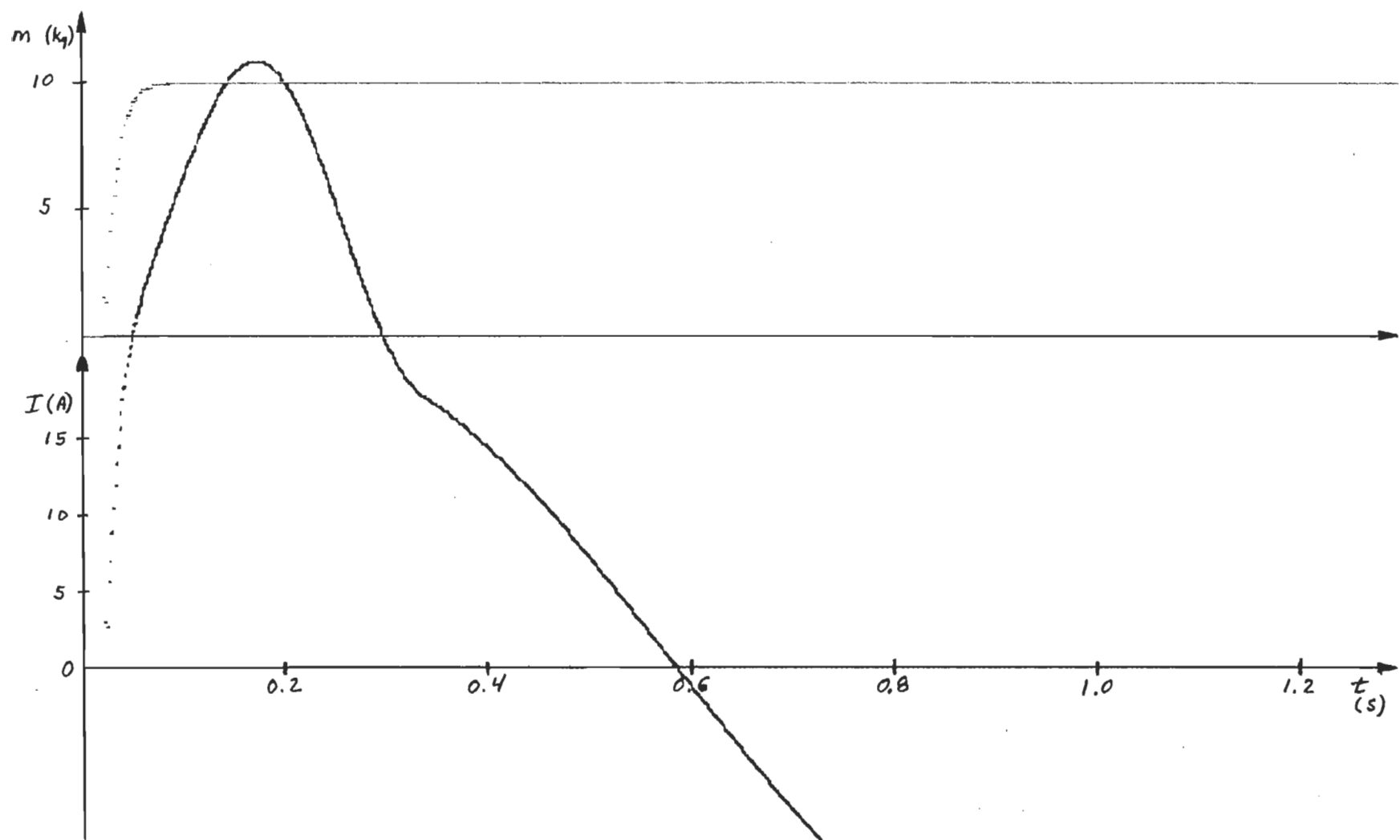


Figure 5.43 Estimation de la masse et courant de la machine pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 10.0 kg.

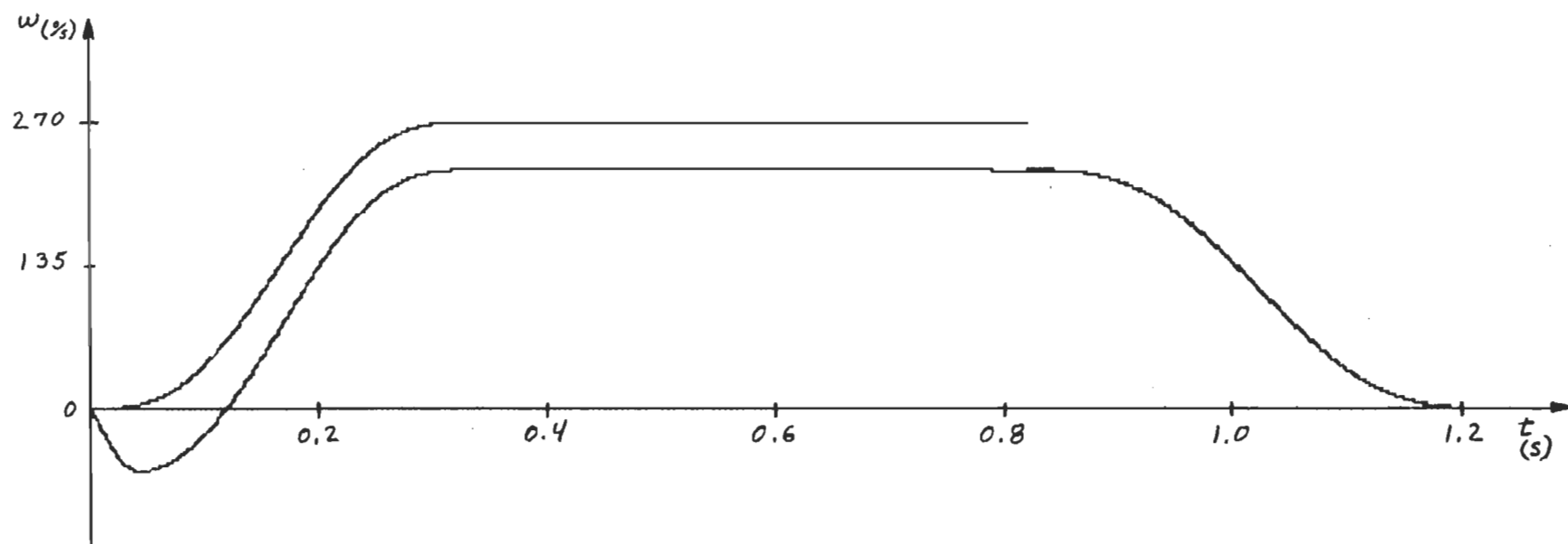


Figure 5.44 Vitesse de référence et vitesse actuelle pour un parcours de 270° à 90° et une masse de 40.0 kg.

Cette série de mesures pour le deuxième parcours, nous permet de corroborer les résultats obtenus avec le premier parcours. Dans ce cas-ci, l'identification des paramètres se fait plus rapidement, car la force gravitationnelle agit fortement sur la charge, le système démarrant de l'horizontale. Comme conséquences directes: le temps de parcours est plus constant et près de la valeur prévue et ainsi, la gamme de masses transportables est décuplé.

Quelques simulations ont été effectuées avec des charges supérieures à la capacité de la machine, ces essais ont été fait à titre indicatif pour le système de commande.

Les critères de performance principaux déjà énoncés comme: la douceur de fonctionnement, la précision du mouvement et l'absence de dépassement ont même été respectés pour une gamme de masse excédant la capacité de la machine.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

Un système de positionnement à l'aide d'une machine synchrone à aimants permanents alimenté par courants imposés a été présenté. Une commande par anticipation utilisant l'estimation des paramètres a été étudiée et simulée. Cette simulation a démontré que le positionnement d'une charge dont les caractéristiques sont variables, peut en minimisant les ondulations de couple et les accélérations brusques s'avérer précis et sans oscillations.

Une commande adéquate du courant du moteur permet de minimiser les ondulations de couple, ici, un régulateur à hystérésis a été utilisé. Ce régulateur, comme il a été démontré peut perdre momentanément le contrôle du courant, alors, l'erreur de courant peut atteindre le double de la marge d'hystérésis. Une variante dont nous nous sommes servis, le régulateur à hystérésis variable, permet de maintenir le courant à l'intérieur des marges prévues, abaisse les pertes thermiques dans les transistors en commutant à faible courant et de plus élimine la plupart des composantes de basses fréquences du couple moteur.

Les accélérations brusques ont été évitées grâce à une commande par anticipation. A cet effet, une trajectoire dont les courbes d'accélération, de vitesse et de position ont été précalculées en utilisant une forme d'accélération à parties sinusoïdales s'est démontrée la plus adéquate. Dans l'optique de la réalisation du système, la possibilité de l'entreposage de ces courbes en mémoire morte permettrait

dès maintenant le fonctionnement en temps réel avec des micro-processeurs courants.

La commande par anticipation se prête bien à l'asservissement de machines dont les paramètres sont prédéterminés, par contre, plusieurs applications actuelles telles que la robotique, nécessitent l'adaptabilité du contrôleur selon la charge manoeuvrée. L'identification rapide des paramètres alors nécessaire peut être onéreuse en temps ou en matériel, telle l'utilisation d'estimateurs optimaux comme le filtre de Kalman, qui est presque impensable sans co-processeur mathématique en virgule flottante. Une solution simple, suffisamment efficace, qui permet d'utiliser la connaissance approximative, souvent disponible, des caractéristiques de la charge a été essayée. Les résultats obtenus se sont démontrés adéquats pour piloter la commande par anticipation. Les perturbations externes et les défauts dus à la commande par anticipation ont été corrigés par un régulateur proportionnel dont le gain est variable.

L'amalgame de ces solutions de commande classique peut être dans certaines applications, un choix préférable à différents contrôleurs de la commande moderne tels: le régulateur à réponse pile ou avec mode de glissement qui introduisent des variations importantes d'accélération.

REFERENCES

- [Blas72] Blaschke, F., The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines, Siemens rev., vol. 34, p. 217-220, (May 1972).....18
- [Bose86] Bose, Bimal K. Power electronics and ac drives, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, (1986).....4
- [Brod85] Brod, David M., Novotny, Donald, Current Control of VSI-PWM Inverters, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, (May/June 1985)..... 36
- [Cham86] Champenois, G., Mollard, P., Rognon, J.P., Synchronous Servo Drive A Special Application, Conference Record of the 1986 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 182-189.(1986)..... 56
- [Chau80] Chauprade, Robert., Milsant, François., Commande électronique des moteurs à courant alternatif, éditions Eyrolles, Paris, (1980).....5
- [DelT68] Del Toro, V., Electromechanical Devices for Energy Conversion and Control Systems, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New-Jersey, (1968).....6
- [Elec78] Electro-craft Corp. DC Motors, Speed Controls, Servo Systems, 4th ed., Engineering Handbook, Electro-Craft Corporation, (1978)..... 45
- [Fitz83] Fitzgerald, A.E., Kingsley, Charles Jr., Umans, Stephen D., Electric Machinery, 4th edition, McGraw-Hill, New-York (1983).....7
- [Jaku85] Jakubowicz, A., Denat, J.P., Rognon, J.P., DC Servo Systems Control Strategies A Comparative Survey, IEEE, Industry Application Society Conference Record, (1985)..... 45
- [Krish87] Krishnan, R., "Selection criteria for servo motor drives", IEEE transactions on industry applications, Vol. IA-23, no.2, (March / April 1987), pp. 270-276.....15
- [Lese81] Lesene, J., Notelet, F., Séguier, G., Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique et Documentation, Paris, (1981)..... 10
- [LHuy86a] Le-Huy, H., Dessaint, L.A., Joos, G., Goodman, E.D., "Etude sur les ondulations de couple des machines synchrones autopilotées", Lausanne, (1986).....23

- [LHuy86b] Le-Huy,H., Perret,R., Feuillet,R., Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives, IEEE Transaction on industrial applications, Vol. IA-22, no. 4,(1986).....22
- [Naba85] Nabae, A., Ogasawara, S., Akagi, H., A Novel Control of Current-Controlled PWM Inverters, Conference Record of the 1985 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 473-478.....32
- [Slem80] Slemon, G.R., Straughen, A., Electric machines, Addison-Wesley, Reading, Mass., (1980).....8
- [Toul77] Equipe d'enseignants, Hacheurs et Onduleurs Autonomes, Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique d'Electronique d'Informatique et d'Hydraulique, Institut National Polytechnique de Toulouse, (1977)..... 34
- [WehH84] Weh,H., Wahlen,H.-J., Leymann,P., The use of fibre-reinforced plastics in permanent magnet disc rotor machines, Lausanne, septembre (1984).....15

ANNEXE A

Equipements utilisés

Le logiciel de simulation a été développé en langage C sur un micro-ordinateur personnel fonctionnant sous la gestion de MS-DOS.

- ordinateur IBM PC,
 - unité centrale de traitement 8088,
 - coprocesseur mathématique 8087,
 - fréquence horloge 4.77 MHz,
 - mémoire vive 640 kilo-octets,
 - mémoire de masse,
 - (2) unité de disquette souple 5 1/4 po. 360 kilo-octets,

- ordinateur Tele-Video,
 - unité centrale de traitement 80386,
 - coprocesseur mathématique 80387,
 - fréquence horloge 20 MHz,
 - mémoire vive 2 Méga-octets,
 - mémoire de masse,
 - unité de disquette souple 5 1/4 po. 360 kilo-octets,
 - unité de disquette souple 5 1/4 po. 1.2 Méga-octets,
 - unité de disque dur 5 1/4 po. 40 Méga-octets,

- imprimante Epson LX-80,
 - 8 broches,
 - 100 caractères par seconde,

- imprimante NEC P9XL,
 - 24 broches,
 - 330 caractères par seconde,

- compilateurs C
 - The C Programming System v. 3.0.7,
Mark Williams Company,
1430 West Wrightwood Avenue,
Chicago, Illinois, USA,
60614

 - Turbo C v. 1.5,
Borland International,
1800 Green Hills Road,
P.O.Box 660001,
Scott Valley,
California, USA,
95066-0001

ANNEXE B

Source du logiciel

```
/* version 1988 - 5 - 12 avec graphique (chiffres arrondis) */
#include <graphics.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#define PI 3.1415927
#define PI23 2.0943951 /* 2.0 * PI / 3.0 */
#define PI43 4.1887902 /* 4.0 * PI / 3.0 */
#define RA23 0.8164966 /* sqrt(2.0 / 3.0) */
#define N 4096 /* 12 bits */
#define N12 2048 /* N / 2 */
#define N6PI 651.89864690440338 /* N / 2 * 3 * PI */
#define PI2 6.2831853071795862 /* 2.0 * PI */
#define PI12 1.5707963267948965 /* PI / 2 */
#define mix 140
#define miy 120
int XC = 0, YC = 0, XV2 = mix, YV2 = miy;
main()
{
    double T = 0.0, h = 0.0001, Tfm = 9999.9, t = 0.0, w;
    double TTAD = 0.0, TTAIn, OMEGA, OMEGAP, OMEGC, OMEGPC,
ALPHA;
    double MASSE1, MASSE;
    double DT01, DT02, DT03, DT12, DT13, DT23;
    double TTA3, TTA2, TTA1, T3, T2, T1;
    double TEMPO1, TEMPO2, TEMPO3;
    double ALPHA1, ALPHA2, TTAAPX;
    double ERRTTA, ERRTTA1, IERTTA;
    double TTAR, OMEGAR, ALPHAR;
    double A, B, C;
    double TenCC = 70.0, PSI;
    double IR = 0.0, IR1, IRA, IRB, IRC;
    double IA = IR * cos(PI12);
    double IB = IR * cos(PI12 + PI23);
    double IC = IR * cos(PI12 + PI43);
    double VSD = 0.0, VSQ = 0.0, ISD, ISD1, ISQ, ISQ1, ISO;
    double couple = 0.0;
    int i, TTA, SA = 0, SB = 0, SC = 0, DA, DB, DC;
    int XI = 0, YI = 0, XR = 0, YR = 0, XP = 0, YP = 0;
    int cnt = 0, MODE = 0;
    int TTAP, TTACON, DLTATTA;

    int far *graphdriver = EGA, *graphmode = EGAHI;
    initgraph(&graphdriver, &graphmode, "");
```

```

        TTA = (int)(TTAD * N6PI);
        ISD = (2.0 / 3.0) * (IA * cos(TTAD) + IB * cos(TTAD - PI23) + IC *
cos(TTAD - PI43));
        ISQ = (2.0 / 3.0) * (IA * sin(TTAD) + IB * sin(TTAD - PI23) + IC *
sin(TTAD - PI43));
        ISO = 0.0;
        i = 0;

        IERTTA      = 0.0;
        ALPHA1      = ALPHA2                = 0.0;
        OMEGAP      = OMEGA                = 0.0;
        OMEGPC      = OMEGC                = 0.0;
        TTA         = TTAP      = TTACON    = 3070;
        TTAD        = (double)(TTA / N6PI);
        TTA3        = TTA2      = TTA1      = TTAD;
        TTAAPX      = TTAR      = TTA1N     = TTAD;
        DLTATTA     = 0;
        DT01        = DT02      = DT03      = 0.0;
        DT12        = DT23      = DT13      = 0.0;
        T3          = T2        = T1        = T;
        IR1         = IR        = 0.0;
        A           = 4.0;

        MASSE              = 0.010;
        MASSE1             = MASSE;
        IR = MASSE * 9.8 * sin(TTAD);

/*  YC = (int) (2.0 * 20.0 + 129.5); /*  MASSE = REELE */      */
for(XC = 0; XC < 639; XC++)
    putpixel(XC,218, YELLOW);
for(XC = 0; XC < 639; XC++)
    putpixel(XC, 60, YELLOW);
for(YC = 0; YC < 349; YC++)
    putpixel(0, YC, YELLOW);

while (T < 200.0){
    if (kbhit()){
        closegraph();
        printf("%f, %f", OMEGA, couple);
        return;
    }
}

/*  encodeur */
TTAD += OMEGA * h;
while (TTAD >= PI2)
    TTAD -= PI2;
while (TTAD < 0)
    TTAD += PI2;
TTA = (int)(TTAD * N6PI);

/*  mode */
if (t > Tfm){
    t = 0.0;

```

```

MODE +=1;
if(MODE == 2){
    TEMPO2 = TTAD;
    Tfm = (TTAIN + (double)(DLTATTA / N6PI) * 0.75
- TTAD) / OMEGPGC;
/*    printf("%d %f %f %f %f\n", TTA, TTAD, TTAR, MASSE, A); */
}
if(MODE == 3){
    Tfm = 2.0 * ((double)TTACON / N6PI - TTAD) /
OMEGPGC;
    A = OMEGPGC * OMEGPGC / (2.0 * ((double)TTACON
/ N6PI - TTAD));
/*    printf("%d %f %f %f %f\n", TTA, TTAD, TTAR, MASSE, A); */
    MASSE = (0.2 * IR - 0.5 * OMEGPGC) / (9.8 *
sin(TTAD));

    w = PI2 / Tfm;
    B = A / (w * w);
    C = A / w;
}

TTACON = 1024;
switch (MODE){
case 0 :
    TTAR = (double)(TTACON) / N6PI;
    t = 0.0;
    ALPHAR = 0.0;
    OMEGAR = 0.0;
    TTAAPX = TTAD;
    DLTATTA = TTACON - TTA;
    if (abs(DLTATTA) > N12){
        if (DLTATTA > 0){
            DLTATTA -= N;
        }else{
            DLTATTA += N;
        }
    }
    if (abs(DLTATTA) > 112){
        if (DLTATTA < 0)
            A = -A;
        Tfm = sqrt((double)(DLTATTA / N6PI) /
(2.0 * A));

        w = PI2 / Tfm;
        B = A / (w * w);
        C = A / w;
        TTAP = TTA;
        TTAIN = (double)(TTA / N6PI);
        MODE = 1;
    }
/*    commande */
    IR = (MASSE * 9.8 * sin(TTAR) - (TTAD - TTAR)
* 1000.0) / 0.20;
    break;
case 1 :
    ALPHAR = A - A * cos(t * w);

```

```

OMEGAR = A * t - C * sin(w * t);
TTAR = TTA1N + A * t * t / 2.0 + (cos(w * t) -
1.0) * B;
if ( TTA != TTAP){
    DT03 = T - T3;
    DT02 = T - T2;
    DT01 = T - T1;
    cnt += 1;
/* identification */
    if (cnt > 4){
        ALPHA1 = 2.0 * ((TTAD - TTA1) /
DT01 - (TTA1 - TTA2) / DT12) / DT02;
        MASSE1 = (0.2 * IR1 - 0.5 * OMEGC)
/ (ALPHA1 + 9.8 * sin(TTAD));
        if(MASSE1 < 0.01 ||
MASSE1 > 80.0){
            MASSE = MASSE;
        }else{
            MASSE = 0.85 *
MASSE + 0.15 * MASSE1;
        }
    }
    TTA3 = TTA2;
    TTA2 = TTA1;
    TTA1 = TTAD;
    TTAP = TTA;
    DT23 = DT12;
    DT13 = DT02;
    DT12 = DT01;
    T3 = T2;
    T2 = T1;
    T1 = T;
    IR1 = IR;
}
switch(cnt){
    case 0: case 1:
        IERTTA = (TTAR - TTAD);
        break;
    case 2: case 3:
        OMEGC = (TTA1 - TTA2) / DT12;
        IERTTA = (TTAR - ((T - T1) *
OMEGC + TTA1));
        break;
    case 4: case 5: case 6:
        OMEGC = (TTA1 - TTA2) / DT12;
        TTAAPX = TTA1 * (T * T - T * T2 -
T * T3 + T2 * T3) / (DT12 * DT13);
        TTAAPX -= TTA2 * (T * T - T * T1
- T * T3 + T1 * T3) / (DT12 * DT23);
        TTAAPX += TTA3 * (T * T - T * T1
- T * T2 + T1 * T2) / (DT13 * DT23);
        IERTTA = (TTAR - TTAAPX);
        cnt = 5;
        break;

```

```

                                default:
                                printf("\r ERREUR DE MODE %d",
cnt);
                                break;
                                }
/* commande */
                                IERTTA *= 40.0 * (1.0 - cos(t * w));
                                IR = (MASSE * 9.8 * sin(TTAD) + MASSE *
ALPHAR + 0.5 * OMEGC + IERTTA) / 0.20;
                                break;
                                case 2 :
                                ALPHAR = 0.0;
                                TTAR = TEMPO2 + OMEGC * t;
                                if ( TTA != TTAP){
                                DT03 = T - T3;
                                DT02 = T - T2;
                                DT01 = T - T1;
/* identification */
                                ALPHA1 = 2.0 * ((TTAD - TTA1) / DT01 -
(TTA1 - TTA2) / DT12) / DT02;
                                OMEGPC = (TTA1 - TTA2) / DT12;
                                TTA3 = TTA2;
                                TTA2 = TTA1;
                                TTA1 = TTAD;
                                TTAP = TTA;
                                DT23 = DT12;
                                DT13 = DT02;
                                DT12 = DT01;
                                T3 = T2;
                                T2 = T1;
                                T1 = T;
                                IR1 = IR;
                                }
                                TTAAPX = TTA1 * (T * T - T * T2 - T * T3 + T2
* T3) / (DT12 * DT13);
                                TTAAPX -= TTA2 * (T * T - T * T1 - T * T3 +
T1 * T3) / (DT12 * DT23);
                                TTAAPX += TTA3 * (T * T - T * T1 - T * T2 +
T1 * T2) / (DT13 * DT23);
                                IERTTA = 400.0 * (TTAR - TTAAPX);
/* commande */
                                IR = (MASSE * 9.8 * sin(TTAD) + MASSE *
ALPHAR + 0.5 * OMEGC + IERTTA) / 0.20;
                                break;
                                case 3 :
                                ALPHAR = (A * cos(w * t) - A);
                                OMEGAR = OMEGC + C * sin(w * t) - A * t;
                                TTAR = TTA1N + (double)(DLTATTA / N6PI) * 0.75
- A * t * t / 2.0 - B * (cos(w * t) - 1.0) + A * Tfm * t;
                                if ( TTA != TTAP){
                                DT03 = T - T3;
                                DT02 = T - T2;
                                DT01 = T - T1;
                                TTA3 = TTA2;

```

```

        TTA2 = TTA1;
        TTA1 = TTAD;
        TTAP = TTA;
        DT23 = DT12;
        DT13 = DT02;
        DT12 = DT01;
        T3 = T2;
        T2 = T1;
        T1 = T;
        IR1 = IR;
    }
    TTAAPX = TTA1 * (T * T - T * T2 - T * T3 + T2
* T3) / (DT12 * DT13);
    TTAAPX -= TTA2 * (T * T - T * T1 - T * T3 +
T1 * T3) / (DT12 * DT23);
    TTAAPX += TTA3 * (T * T - T * T1 - T * T2 +
T1 * T2) / (DT13 * DT23);
    /* commande */
        IERTTA = (TTAR - TTAAPX);
        IERTTA *= 170.0 * (1.0 - cos(t * w));
        IR = (MASSE * 9.8 * sin(TTAR) + MASSE *
ALPHAR + 0.5 * OMEGAR + IERTTA) / 0.20;
        break;
    case 4 :
/*      printf("%d %f %f %f %f %f", TTA, TTAD, TTAR, MASSE, A, T); */
        MODE = 0;
        ALPHAR = 0.0;
        OMEGAR = 0.0;
        TTAR = TTAD;
        TTACON = (int)(TTAD * N6PI);
        Tfm = 9999.9;
        TTAAPX = TTAD;
/*      commande */
        IR = MASSE * 9.8 * sin(TTAR) / 0.20;
        break;
    default :
        printf(" erreur de mode");
        break;
}

    ALPHA = (OMEGA - OMEGAP) / h;
    OMEGAP = OMEGA;

    IR = (double)((long)(IR / 0.08) * 0.08); /* CONV A/N N/A N
BITS Imax = 40.96A */

/* generateur de consignes */
    gen_consigne(IR, TTAD, PI12, &IRA, &IRB, &IRC);
/* moteur */
    moteur(VSD, VSQ, h, TTAD, &ISD, &ISQ, &ISO, &OMEGA);
/* courants de Park a reel */
    park_reel(TTAD, ISD, ISQ, ISO, &IA, &IB, &IC);
/* regulateur de courants */

```

```

&DC);
    hystind(IRA, IRB, IRC, IA, IB, IC, &SA, &SB, &SC, &DA, &DB,
/* en dehors des limites ? */
    if (DA + DB + DC >= 1){
/* onduleur */
        onduleur(SA, SB, SC, TTAD, TenCC, &VSD, &VSQ);
        DA = DB = DC = 0;
/* efface l'ancien trace */
        ligne(mix, miy, XR, YR, EGA_BLACK);
        ligne(mix, miy, XI, YI, EGA_BLACK);
        ligne(mix - XP, miy - YP, mix + XP, miy + YP,
EGA_BLACK);
/* la tension V est tracee par onduleur */
/* trace la position du rotor */
        XP = (int)(30.0 * cos(TTAD + PI2));
        YP = (int)(30.0 * sin(TTAD + PI2));
        ligne(mix - XP, miy - YP, mix + XP, miy + YP,
EGA_WHITE);
/* trace le courant de reference */
        XR = (int)(mix + (2.0 * IRA - IRB - IRC) / 3.0);
        YR = (int)(miy + (IRB - IRC) * 0.57735027);
        ligne(mix, miy, XR, YR, EGA_RED);
/* trace le courant du moteur */
        XI = (int)(mix + ( 2.0 * IA - IB - IC ) / 3.0);
        YI = (int)(miy + (IB - IC) * 0.57735027);
        ligne(mix, miy, XI, YI, EGA_YELLOW);
    }

/* affichage */
    XC = (int)(T * 240.0);
    YC = (int)((TTAR - TTAD) * 4000.0 + 60.5);
    putpixel(XC, YC, LIGHTRED);
/*
    YC = (int)(OMEGAR * 40.0 + 9.5);
    putpixel(XC, YC, RED);
    YC = (int)(ALPHAR * 8.0 + 59.5);
    putpixel(XC, YC, RED);
    YC = (int)(TTAD * 60.0 + 39.5);
    putpixel(XC, YC, GREEN);
    YC = (int)(TTAR * 60.0 + 39.5);
    putpixel(XC, YC, GREEN);
/*
    YC = (int)(OMEGA * 40.0 + 9.5);
    putpixel(XC, YC, GREEN);
    YC = (int)(OMEGC * 40.0 + 9.5);
    putpixel(XC, YC, LIGHTCYAN);
    YC = (int)(ALPHA * 10.0 + 99.5);
    putpixel(XC, YC, GREEN);
    YC = (int)(TTAAPX * 60.0 - 0.5);
    putpixel(XC, YC, YELLOW);
    YC = (int)(IR / 4.0 + 60.5);
    putpixel(XC, YC, CYAN);
    YC = (int)(ALPHA1 * 8.0 + 59.5);
    putpixel(XC, YC, YELLOW);
    YC = (int)(MASSE1 * 20.0 + 129.5);

```

```

        putpixel(XC, YC, MAGENTA);
        YC = (int) (MASSE * 20.0 + 129.5);
        putpixel(XC, YC, LIGHTMAGENTA);          */
        T += h;
        t += h;
    }
}

moteur(VSD, VSQ, h, TTAD, ISD, ISQ, ISO, OMEGA)
double VSD, VSQ, h, TTAD;
double *ISD, *ISQ, *ISO, *OMEGA;
{
    double DISD, DISQ, DOMEQA, FCEM;
    double RS, LSD, LSQ, PHI;
    double p2, f, couple, mgdsinTTA, J;
    double ALPHA, MASSE = 10.0;
    RS = 1.0;
    LSD = 0.006;
    LSQ = 0.006;
    PHI = 0.6;
    p2 = 4.0; /* Nb. de poles **2 */
    f = 0.5;
    J = MASSE;                                /* inertie ml**2 */
    FCEM = *OMEGA * PHI;
    DISD = h * (VSD - RS*(*ISD) + *OMEGA*LSQ* *ISQ) / LSD;
    DISQ = h * (VSQ - RS*(*ISQ) - *OMEGA*LSD* *ISD - FCEM) /LSQ;
    couple = (LSD - LSQ) * *ISD * *ISQ + p2 * (PHI * *ISQ);
    mgdsinTTA = MASSE * 9.8 * sin(TTAD); /* gravite mgdsinTTA */
    DOMEQA = h * (couple - mgdsinTTA - (f * *OMEGA)) / J ;
    *ISD += DISD;
    *ISQ += DISQ;
    *ISO = 0.0;
    *OMEGA += DOMEQA;
    YC = (int)(couple * -10.0) + 280;
    putpixel(XC, YC, EGA_RED);
}

park_reel(TTAD, ISD, ISQ, ISO, IA, IB, IC)
double TTAD, ISD, ISQ, ISO;
double *IA, *IB, *IC;
{
    double TTAD2, TTAD4;
    TTAD2 = TTAD - PI23;
    TTAD4 = TTAD - PI43;
    *IA = ISD * cos(TTAD) - ISQ * sin(TTAD) + ISO;
    *IB = ISD * cos(TTAD2) - ISQ * sin(TTAD2) + ISO;
    *IC = ISD * cos(TTAD4) - ISQ * sin(TTAD4) + ISO;
}

onduleur(SA, SB, SC, TTAD, TenCC, VSD, VSQ)
int SA, SB, SC;
double TTAD, TenCC;
double *VSD, *VSQ;
{
    int NS, FW;
    double arg, soc, nls;
    /* ligne(mix, miy, XV2, YV2, 0); */

```



```

if (SA == 0 && SB == 0 && SC == 1){
    NS = 0;
    FW = 1;
    XV2 = mix - TenCC * 0.5;
    YV2 = miy + TenCC * -0.8660254;
}
else if (SA == 1 && SB == 0 && SC == 1){
    NS = 1;
    FW = 1;
    XV2 = mix + TenCC * 0.5;
    YV2 = miy + TenCC * -0.8660254;
}
else if (SA == 1 && SB == 0 && SC == 0){
    NS = 2;
    FW = 1;
    XV2 = mix + TenCC;
    YV2 = miy;
}
else if (SA == 1 && SB == 1 && SC == 0){
    NS = 3;
    FW = 1;
    XV2 = mix + TenCC * 0.5;
    YV2 = miy + TenCC * 0.8660254;
}
else if (SA == 0 && SB == 1 && SC == 0){
    NS = 4;
    FW = 1;
    XV2 = mix + TenCC * -0.5;
    YV2 = miy + TenCC * 0.8660254;
}
else if (SA == 0 && SB == 1 && SC == 1){
    NS = 5;
    FW = 1;
    XV2 = mix - TenCC;
    YV2 = miy;
}
else if (SA == 0 && SB == 0 && SC == 0){
    NS = 6;
    FW = 0;
    XV2 = mix;
    YV2 = miy;
}
else if (SA == 1 && SB == 1 && SC == 1){
    NS = 7;
    FW = 0;
    XV2 = mix;
    YV2 = miy;
}
/* ligne(mix, miy, XV2, YV2, EGA_YELLOW); */
arg = (double)TTAD + (2 - NS) * PI / 3;
nis = sin(arg);
soc = cos(arg);
*VSD = RA23 * TenCC * (double)FW * soc;
*VSQ = -RA23 * TenCC * (double)FW * nis;

```

```

}
hystind(IRA, IRB, IRC, IA, IB, IC, SA, SB, SC, DA, DB, DC)
/* courants du generateur de consigne */
/* courants du moteurs */
/* hysteresis de courant */
double IRA, IRB, IRC, IA, IB, IC;
int *SA, *SB, *SC, *DA, *DB, *DC;
{
    double IHYSTA, IHYSTB, IHYSTC, di, temp;
    *DA = *DB = *DC = 0;
    /* PHASE A */
    temp = fabs(IRA);
    if (temp > 5.0){
        IHYSTA = 0.1 + temp * 0.16;
    }else{
        IHYSTA = 0.1 + temp * 0.08;
    }
    di = IA - IRA;
    if (fabs(di) > IHYSTA){
        *DA = 1;
        if (di > 0.0)
            *SA = 0;
        else
            *SA = 1;
    }
    /* PHASE B */
    temp = fabs(IRB);
    if (temp > 5.0){
        IHYSTB = 0.1 + temp * 0.16;
    }else{
        IHYSTB = 0.1 + temp * 0.08;
    }
    di = IB - IRB;
    if (fabs(di) > IHYSTB){
        *DB = 1;
        if (di > 0.0)
            *SB = 0;
        else
            *SB = 1;
    }
    /* PHASE C */
    temp = fabs(IRC);
    if (temp > 5.0){
        IHYSTC = 0.1 + temp * 0.16;
    }else{
        IHYSTC = 0.1 + temp * 0.08;
    }
    di = IC - IRC;
    if (fabs(di) > IHYSTC){
        *DC = 1;
        if (di > 0.0)
            *SC = 0;
        else
            *SC = 1;
    }
}

```

```

    }

    putpixel(XC, 10 - *SA * 5, EGA_LIGHTMAGENTA);
    putpixel(XC, 20 - *SB * 5, EGA_YELLOW);
    putpixel(XC, 30 - *SC * 5, EGA_LIGHTRED);

    YC = (int) ((IHYSTA) * 30.0 + 100.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((IHYSTB) * 30.0 + 200.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((IHYSTC) * 30.0 + 300.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);

    YC = (int) ((IHYSTA) * -30.0 + 100.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((IHYSTB) * -30.0 + 200.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((IHYSTC) * -30.0 + 300.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);

/*
    YC = (int) ((2.0*IHYSTA) * 30.0 + 100.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((2.0*IHYSTB) * 30.0 + 200.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((2.0*IHYSTC) * 30.0 + 300.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);

    YC = (int) ((2.0*IHYSTA) * -30.0 + 100.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((2.0*IHYSTB) * -30.0 + 200.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE);
    YC = (int) ((2.0*IHYSTC) * -30.0 + 300.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTBLUE); */

    YC = (int) ((IRA - IA) * 30.0 + 100.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTMAGENTA);
    YC = (int) ((IRB - IB) * 30.0 + 200.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_YELLOW);
    YC = (int) ((IRC - IC) * 30.0 + 300.0);
    putpixel(XC, YC, EGA_LIGHTRED);
}

gen_consigne(IR, TTA, PSI, IRA, IRB, IRC)
double IR, TTA;
double PSI;
double *IRA, *IRB, *IRC;
{
    *IRA = IR * cos(TTA + PSI);
    *IRB = IR * cos(TTA + PSI - PI23);
    *IRC = IR * cos(TTA + PSI - PI43);
}

/* partie graphique a placer dans une librairie graph.lib avec igrf.c */
ligne(X1, Y1, X2, Y2, CO)
int X1, Y1, X2, Y2, CO;
/* trace une ligne de couleur CO = 0 a 3, */
/* entre les points 1 et 2 situes dans une grille de 320 * 200 */

```

```

/*      dont l'origine est le coin bas gauche de l'ecran */
{
    int X, Y;
    double XY, inc;
    if (abs(X2 - X1) > abs(Y2 - Y1)){
        if (X1 > X2)
            swap(&X1, &Y1, &X2, &Y2);
        inc = (double)(Y2 - Y1) / (X2 - X1);
        XY = (double) Y1 - inc;
        for (X = X1 ; X <= X2 ; X++){
            XY += inc;
            Y = (int) XY;
            putpixel(X, Y, CO);
        }
    } else {
        if (Y1 == Y2)
            return; /* ligne sur un seul point */
        if (Y1 > Y2)
            swap(&X1, &Y1, &X2, &Y2);
        inc = (double)(X2 - X1) / (Y2 - Y1);
        XY = (double) X1 - inc;
        for (Y = Y1 ; Y <= Y2 ; Y++){
            XY += inc;
            X = (int) XY;
            putpixel(X, Y, CO);
        }
    }
}

swap(X1, Y1, X2, Y2)
int *X1, *Y1, *X2, *Y2;
/* interchange les coordonnees des points 1 et 2 */
{
    int temp;
    temp = *X2;
    *X2 = *X1;
    *X1 = temp;
    temp = *Y2;
    *Y2 = *Y1;
    *Y1 = temp;
}

```

ANNEXE C

Procédures de simulation

Les procédures de simulation sont relativement simples et suivent le cheminement normal de l'étude d'un système asservi.

Les régulateurs de position et de courant sont montés en cascade, ainsi que l'illustre la figure 4.9 du texte principal.

La première étape est de déterminer les positions, vitesse et accélération de référence, selon la section actuelle du parcours soient les périodes: d'accélération, de vitesse constante, de décélération et du maintien de la position.

La seconde étape est le calcul du couple total requis. Celui-ci est déterminé par la somme des couples requis pour suivre les parcours de référence en considérant les caractéristiques de la charge estimée à ce moment et d'un couple supplémentaire destiné à corriger l'erreur de position. Le calcul de ce couple supplémentaire est effectué à partir de l'erreur de position multipliée par un gain proportionnel variable.

La troisième étape est le calcul du courant à imposer à la machine. Ce courant est déterminé par la division du couple total requis par la constante de couple de la machine.

La quatrième étape est la régulation du courant dans le moteur. Des références de courant de phase sont générées à partir du courant à imposer et de la position actuelle du rotor, tout en respectant l'angle de décalage pour produire le couple maximal. Ces courants sont comparés aux courants de phases circulants dans la machine par le

régulateur de courant, celui-ci commute les interrupteurs, appliquant ainsi de nouvelles tensions à la machine.

La cinquième étape est l'intégrale de la vitesse, la simulation de l'encodeur de position et le calcul d'un artifice permettant d'évaluer durant un mouvement la position entre deux encoches de l'encodeur.

La boucle d'asservissement de position est ainsi fermée, et le calcul se poursuit à la première étape.

ANNEXE D

Description de la machine et de la charge entraînée

Une machine électrique est un ensemble électro-mécanique fortement lié

La charge entraînée est constitué d'une masse variable située au bout d'une membrure fixée perpendiculairement au bout de l'arbre de la machine synchrone à aimants permanents. L'arbre de la machine est situé dans le plan horizontal, par le fait même, la charge et sa membrure se déplace dans un seul et même plan vertical et est en rotation autour de l'axe de la machine. Nous pouvons donc caractériser le mouvement de la charge par: l'angle de la membrure θ par rapport à la verticale et par la longueur l de la membrure.

Si la masse de la membrure peut dans une première approximation être négligée par rapport à la charge m , le couple exercé par la charge est décrit par:

$$\Gamma_{ch} = m l^2 \alpha_m + F w + m g l \sin \theta_{ch}$$

Paramètres électriques de la machine:

Résistance statorique	1.0 Ω
Inductance dans l'axe d	6 mH
Inductance dans l'axe q	6 mH
Flux de l'aimant	0.6 Wb

Paramètres électro-mécaniques de la machine:

Constante de couple	5 Nm/A
Nombres de pôles	2

Paramètres des capteurs et convertisseurs:

Encodeur de position électro-optique	12 bits / 360°
Convertisseur de sortie de courant	8 bits / 40.96 A
Tension de la source de l'onduleur	70 Volts c.c.

Paramètres mécaniques de l'ensemble machine-charge:

Longueur de la membrure	1 mètre
Frottement visqueux	0.5
Masse à évaluer	0.2 à 40 kg

Paramètres de l'ensemble régulateur-estimateur:

Accélération maximale	8 rad/s ²
Estimé de la masse au départ	0.010 kg

ANNEXE E

Trajectoires de référence

Il est avantageux pour différentes applications de produire un mouvement selon une trajectoire prédéterminée. Les livres de robotique élaborent habituellement des méthodes basées soit sur des polynômes cubiques ou d'un ordre plus élevé, ou encore sur des sections de parcours à vitesse constante, précédée et suivie par des périodes où la valeur de l'accélération est constante. Nous nous sommes servis de cette dernière approche pour élaborer les courbes de références utilisées dans ce travail.

Tout déplacement peut être produit par une période d'accélération, une course à vitesse constante et une période de décélération. Il est bien connu que la position est l'intégrale de la vitesse, qui est elle-même l'intégrale de l'accélération. Il est à noter, que le choix d'une courbe d'accélération possédant des harmoniques de rang élevé pourrait exciter les fréquences naturelles de la structure entraînée, ainsi notre choix s'est porté sur une courbe d'accélération de forme cosinusoidale.

Sa pulsation de base p est fonction de la période d'accélération ou de décélération. Dans le présent travail, les trois sections du parcours ont été choisies d'une durée identique, la pulsation de base des courbes de référence est alors fonction du tiers temps de parcours total T , et est donnée par:

$$p = 2 \pi * 3 / T$$

En posant, zéro comme valeur de départ de la position, de la vitesse et de l'accélération, et en utilisant comme bornes d'intégration les limites de chacune des sections: 0, T/3, 2T/3 et T.

L'expression des courbes de référence pour la section d'accélération entre 0 et T/3 est:

$$a(t) = A(1 - \cos(pt))$$

$$w(t) = A \int (1 - \cos(pt)) dt = A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} \right) + w(0)$$

$$= A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} - 0 + 0 \right) + w(0) \quad \text{où: } w(0) = 0$$

$$= A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} \right)$$

$$\theta(t) = A \int \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} \right) dt = A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} \right) + \theta(0)$$

$$= A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - 0 - \frac{\cos(0)}{p^2} \right) + \theta(0) \quad \text{où: } \theta(0) = 0$$

$$= A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - \frac{1}{p^2} \right)$$

L'expression des courbes de référence pour la section d'accélération nulle est:

$$a(t) = 0$$

$$w(t) = \int 0 \, dt = 0 \Bigg| + w(T/3)$$

$$= 0 + w(T/3)$$

$$\text{où: } w(T/3) = A \left(\frac{t - \sin(pt)}{p} \right) \Bigg| = \frac{AT}{3}$$

$$= \frac{AT}{3}$$

$$\theta(t) = AT \int dt = \frac{ATt}{3} \Bigg| + \theta(T/3)$$

$$= \frac{AT(t - T)}{3} + \theta(T/3) \quad \text{où: } \theta(T/3) = A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - \frac{1}{p^2} \right) \Bigg| = \frac{AT^2}{18}$$

$$= \frac{AT(t - T)}{3} + \frac{AT^2}{18}$$

L'expression des courbes de référence pour la section de décélération est:

$$a(t) = -A(1 - \cos(pt))$$

$$w(t) = -A \int (1 - \cos(pt)) dt = -A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} \right) + w(2T/3)$$

$$= -A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} - \frac{2T}{3} + 0 \right) + w(2T/3) \quad \text{où: } w(2T/3) = \frac{AT}{3}$$

$$= -A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} - \frac{2T}{3} - \frac{T}{3} \right) = -A \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} \right) + AT$$

$$\theta(t) = -A \int \left(t - \frac{\sin(pt)}{p} - T \right) dt = -A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - Tt \right) + \theta(2T/3)$$

$$= -A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - Tt - \frac{4T^2}{18} - \frac{1}{p^2} + \frac{2T^2}{3} \right) + \theta(2T/3)$$

$$\text{où: } \theta(2T/3) = \frac{3AT^2}{18}$$

$$= -A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - Tt - \frac{4T^2}{18} - \frac{1}{p^2} + \frac{2T^2}{3} - \frac{3T^2}{18} \right)$$

$$= -A \left(\frac{t^2}{2} + \frac{\cos(pt)}{p^2} - Tt - \frac{1}{p^2} \right) - \frac{5AT^2}{18}$$

Ainsi nous pouvons exprimer la relation entre la valeur de l'accélération A et le temps de parcours par:

$$A = \frac{9}{2} \frac{\theta(T)}{T^2} \quad \text{et} \quad T = \sqrt{\frac{9}{2} \frac{\theta(T)}{A}}$$

ANNEXE F

Machine synchrone à aimants permanents

Dans une machine synchrone généralisée (figure F.1), la réactance de magnétisation X_{ms} représente la réactance statorique et l'effet de l'entrefer. L'effet de l'aimant permanent situé au rotor doit être modélisé par d'autres moyens.

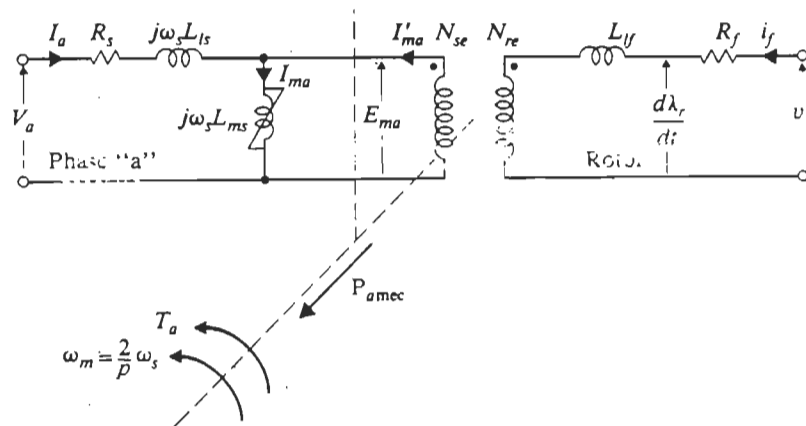


Figure F.1 Machine synchrone généralisée

Pour une machine à aimants permanents, le concepteur, afin de préserver la rémanance des aimants doit restreindre la plage de fonctionnement dans la zone linéaire de la courbe d'hystérésis. Cette considération pratique nous permet de représenter l'aimant par un modèle linéaire comprenant une source de flux en parallèle avec une réactance, et ainsi par un circuit électrique linéaire.

Il est désirable au point de vue du facteur de puissance de maximiser la valeur de X_{ms} et de minimiser celles de X_{ls} et de X_o . Des techniques de construction, tels un entrefer étroit et l'emploi d'aimants à faible perméabilité, nous permettent de réaliser cet objectif. De plus, même dans le cas d'une machine à pôles saillants la valeur de X_{ms} peut être considérée constante car la faible perméabilité des aimants présente une grande reluctance au flux produit par les forces magnétomotrices du stator.

Le modèle complet peut alors être illustré par la figure F.2.

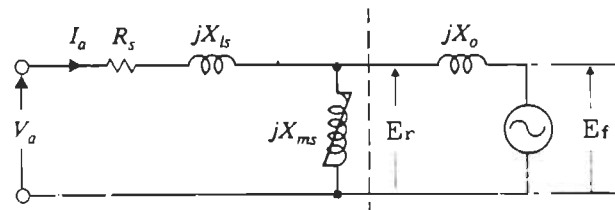


Figure F.2 Modèle complet de la machine à aimants permanents